MODULES TECCART

Communications

D. Bensoussan

EMETTEURS ET RECEPTEURS

Principes, propriétés, fonctions

Dunod

MODULES TECCART

Communications

D. Bensoussan

Professeur à l'institut Teccart

EMETTEURS ET RECEPTEURS

Principes, propriétés, fonctions

dunod

« Modules TECCART »

Série « COMMUNICATIONS » (D. Bensoussan)

Les antennes
La modulation
Principes et modes
Émetteurs et récepteurs
Principe, propriétés, fonctions
Reproduire le son
Microphones et haut-parleurs

Série « SEMI-CONDUCTEURS » (V. Ramirez)

Physique des semi-conducteurs
Les résistances non linéaires
à semi-conducteurs
Les diodes modernes
De la théorie à l'utilisation

Cet ouvrage a été publié dans le cadre des accords franco-québécois d'encouragement à la coédition

© TECCART, Montréal, 1980 (fascicules)
© BORDAS, Paris, 1981
ISBN 2-04-010724-X

" Toute représentation ou reproduction, intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur, ou de ses ayants-droit, ou ayants-cause, est illicite (loi du 11 mars 1957, alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. La loi du 11 mars 1957 n'autorise, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective d'une part, et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration "

INTRODUCTION

Dans un précédent volume, les principes et les différents modes de la modulation, procédé fondamental des télécommunications, ont été étudiés.

Sont abordées parallèlement ici l'émission et la réception des ondes modulées audio. Après les généralités et l'exposé du principe de l'émission et de la réception hétérodyne commun à tous les types d'émetteurs et de récepteurs, les caractères spécifiques des systèmes sont passés en revue en fonction du mode de modulation choisi (AM, DSB, SSB, VSB, FM, PM et modulation multiple).

Pour plus de clarté et de simplicité, le fonctionnement et les circuits internes des différents éléments qui constituent un émetteur ou un récepteur ne sont pas décrits ; l'auteur s'est volontairement limité à l'étude des principes, des propriétés et des fonctions de ces éléments et de leur assemblage en sous-unités (modulateur, détecteur, etc.) et unités finales. Quant aux transducteurs audio, microphones et haut-parleurs, qui transforment une onde sonore en courant électrique et réciproquement, ils font l'objet d'un autre module: « *Reproduire le son* ».

BIBLIOGRAPHIE

D. BENSOUSSAN, *La modulation, principes et modes,* Dunod, collection « Modules TECCART ».

B. GRABOWSKI, *Aide-mémoire radiotechnique et télévision,* Dunod, collection « Aide-mémoire Dunod ».

M. MATHIEU, *Télécommunications par faisceau hertzien,* Dunod, collection « CNET-ENST ».

W.D. CREGG, *Analog and digital communication,* J. Wiley.

KENNEDY, *Electronic Communication Systems,* Mc Graw-Hill, New-York.

TABLE DES MATIÈRES

1. APPROCHE SIMPLIFIEE 1

1. Propriétés d'un récepteur 1
a) sensibilité 1
b) stabilité 1
c) sélectivité 1
d) fidélité 2
e) rapport signal sur bruit 2

2. Présentation de quelques unités électroniques 2
a) amplificateur 3
b) amplificateur sélectif 6
c) oscillateur 7
d) filtre 7
e) modulateur 7
f) mélangeur 7
g) multiplicateur et additionneur 9

3. L'émetteur-récepteur direct 10
a) l'émetteur 10
b) le récepteur 11
c) principe du contrôle automatique de gain dans un récepteur 12

4. L'émetteur-récepteur hétérodyne 13
a) le récepteur 13
b) l'émetteur 17

2. ETUDE D'UN RECEPTEUR.....19

1. Limitations dues aux distorsions.....19
a) distorsion harmonique.....19
b) distorsion de fréquence.....22
c) distorsion de phase.....22
d) distorsion due à la réaction positive.....23
e) distorsion causée par un filtre non idéal.....23
f) distorsion d'intermodulation.....24
- mélangeur à distorsion quadratique.....24
- mélangeur utilisant un élément non linéaire.....25

2. Etude plus approfondie d'un récepteur.....27
a) sensibilité.....27
b) sélectivité.....29
c) le problème de l'intermodulation.....32
d) récepteur hétérodyne double.....36
e) circuits additionnels:.....37
- contrôle automatique de fréquence (CAF).....37
- silencieux.....37
- limiteur.....37
- indicateur.....38
- calibration de l'échelle des fréquences d'un récepteur.....38
- multiplicité de récepteurs.....39

3. Récapitulation des fonctions essentielles d'un récepteur.....39
a) l'amplificateur RF.....39
b) l'oscillateur local.....39
c) le mélangeur.....39
d) l'amplificateur FI.....39
e) le détecteur.....39
f) l'amplificateur audio.....39

3. EMETTEURS-RECEPTEURS SPECIFIQUES.....40

1. Emetteur-récepteur AM. 40
a) l'émetteur-récepteur direct 41
b) l'émetteur-récepteur hétérodyne 41
c) unités de modulation et de détection 41

2. Emetteur-récepteur DSB, SSB, VSB 41
a) DSB. 41
b) SSB 51
c) VSB. 55

3. Emetteur-récepteur FM 57
a) l'émetteur FM 58
(I) modulateurs FM. 58
(II) schéma synoptique d'un émetteur FM 62
b) le récepteur FM. 63
(I) démodulateurs FM 63
(II) schéma synoptique d'un récepteur FM 68

4. Emetteur-récepteur PM 70
a) modulateurs PM 70
b) démodulateurs PM. 72

5. Multiplexage en fréquence. 73
a) principes 73
b) le multiplexage des fréquences en téléphonie 73

6. Emetteur-récepteur à modulation multiple 75
a) émetteur-récepteur FM stéréo 75
b) émetteur-récepteur AM-FM. 77

Questionnaires. 79

Réponses aux questionnaires. 92

Lexique 102

ABRÉVIATIONS UTILISÉES

AM	: Amplitude Modulation	Modulation d'amplitude
C-SSB	: Compatible Single Side Band	Bande latérale unique compatible
CW	: Continuous Wave	Onde entretenue ou continue
DSB	: Double Side Band	Bande latérale double
DSB-SC	: Double Side Band-Suppressed Carrier	Modulation d'amplitude à porteuse supprimée
DSB-TC	: Double Side Band-Transmitted Carrier	Modulation d'amplitude à porteuse conservée (mode identique à AM)
FCF	: Frequency Compressive Feedback	Compression de fréquence par rétro-action (identique à la démodulation FMFB)
FDM	: Frequency Division Multiplexing	Multiplexage de fréquence
FM	: Frequency Modulation	Modulation de fréquence
FMFB	: FM Demodulator using Feedback	Démodulation FM avec rétroaction
LSB	: Lower Side Band	Bande latérale inférieure
NBFM	: Narrow Band FM	Modulation de fréquence à bande étroite
NBPM	: Narrow Band PM	Modulation de phase à bande étroite
PAM	: Pulse Amplitude Modulation	Modulation d'impulsions en amplitude
PCM	: Pulse Code Modulation	Modulation par impulsions codées
PDM	: Pulse Duration Modulation	Modulation d'impulsions en durée
PLL	: Phase Locked Loop	Boucle à phase asservie
PLM	: Pulse Length Modulation	Modulation d'impulsion en longueur (mode identique à PDM)
PM	: Phase Modulation	Modulation de phase
PPM	: Pulse Position Modulation	Modulation d'impulsions en position
PTM	: Pulse Time Modulation	Modulation d'impulsions dans le temps
PWM	: Pulse Width Modulation	Modulation d'impulsions en largeur (mode identique à PDM)
SSB	: Single Side Band	Bande latérale unique*
SSB-TC	: Single Side Band-Transmitted Carrier	Bande latérale unique à porteuse conservée
TDM	: Time Division Multiplexing	Multiplexage de temps
USB	: Upper Side Band	Bande latérale supérieure
VSB	: Vestigial Side Band	Bande latérale résiduelle
VSB-SC	: Vestigial Side Band-Suppressed Carrier	Bande latérale résiduelle à porteuse supprimée
VSB-TC	: Vestigial Side Band Transmitted Carrier	Bande latérale résiduelle à porteuse conservée (mode identique à VSB)
WBFM:	: Wide Band FM	Modulation de fréquence à large bande

* *Le sigle BLU est utilisé en France, mais nous garderons dans la suite les sigles SSB, DSB, ... utilisés sur le plan international.*

1. APPROCHE SIMPLIFIÉE

Un **émetteur** module un message sur une porteuse choisie puis transmet le signal modulé par câble ou par antenne. Le **récepteur** isole l'émission désirée, la démodule puis convoie le message vers le haut-parleur.

Avant de procéder à une étude détaillée des parties principales d'un émetteur ou d'un récepteur, entendons-nous sur les qualités que l'on exige d'un émetteur-récepteur. Etant donné que la plupart du temps nous avons affaire à des récepteurs, nous mettrons l'accent plus particulièrement sur ces derniers. Nous verrons que le choix des unités composant un récepteur peut avoir une influence décisive sur les qualités de celui-ci, à savoir la sensibilité, la sélectivité, la fidélité, la stabilité, et le rapport signal sur bruit.

1. PROPRIETES D'UN RECEPTEUR

a) La **sensibilité** d'un récepteur est la faculté qu'a ce dernier d'amplifier des signaux recueillis à l'antenne. Certains récepteurs arrivent à capter des stations émettrices lointaines, d'autres pas: de fait, la conception des récepteurs diffère et les premiers ont une sensibilité plus grande que les seconds. La sensibilité va dépendre essentiellement des circuits amplificateurs installés dans le récepteur.

b) La **stabilité** d'un récepteur traduit la propriété qu'a ce dernier de conserver une bonne réception une fois ajusté. La stabilité d'un récepteur dépendra avant tout des circuits électriques car les variations de température ou d'alimentation électrique du récepteur peuvent modifier leurs performances. Ainsi une mauvaise stabilité peut se traduire par la perte de la station captée, ce qui nécessitera d'ajuster à nouveau le récepteur à sa fréquence de réception.

c) La **sélectivité** d'un récepteur reflète la capacité qu'a ce dernier de mieux isoler une émission parmi tant d'autres. La plupart d'entre nous ont pu remarquer que, dans certains récepteurs, nous pouvons entendre deux stations simultanément. Cela provient du fait que les récepteurs sont dotés d'une très mauvaise sélectivité. La possibilité d'isoler une station parmi d'autres dépendra surtout de la qualité des filtres utilisés ou, plus exactement, de la réponse de ces filtres.

d) La **fidélité** d'un récepteur traduit la faculté qu'a ce dernier à reproduire aussi fidèlement que possible le message. Certains systèmes de son sont dits de haute fidélité parce qu'ils reproduisent plus fidèlement la parole ou la musique. La fidélité d'un récepteur sera d'autant meilleure que le signal modulé sera détecté avec un minimum de distorsion. La distorsion d'un signal peut se traduire par des modifications d'amplitude ou de phase et plus rarement de fréquence. Elle peut provenir tant des circuits (filtres non idéaux, amplificateurs non idéaux, bruits électriques) que des voies de transmission (bruits électromagnétiques ou absence d'homogénéité de l'atmosphère). Contrairement à la sensibilité ou la sélectivité, la fidélité peut être une qualité subjective: pour les récepteurs de haute fidélité, deux auditeurs peuvent avoir une appréciation différente de la fidélité du même récepteur.

e) Le **rapport signal sur bruit** désigné par (S/N) se devra d'être aussi élevé que possible: les bruits électriques dans un récepteur s'additionnent à l'information: leur effet devra être minimisé sans quoi la puissance des bruits se rapprochant de celle de l'information, il sera fort difficile d'identifier l'information. A la limite, les bruits peuvent totalement couvrir l'information qui devient alors indiscernable. Notons que le rapport signal sur bruit influe sur la fidélité du récepteur mais ce n'est pas nécessairement le seul facteur: nous pouvons reconstituer une information dotée d'un haut rapport signal sur bruit et qui resterait cependant inintelligible au cas où elle aurait subi trop de distorsions.

2. PRESENTATION DE QUELQUES UNITES ELECTRONIQUES

Une unité électronique peut être caractérisée par sa fonction précise: amplification, atténuation, filtrage, etc... Nous la représenterons par un rectangle dans lequel sera inscrite la fonction de l'unité en question. C'est en associant un certain nombre de ces unités que l'on schématisera un émetteur ou un récepteur.

Une unité électronique peut avoir plusieurs connexions à d'autres unités ou d'autres éléments de circuits: l'entrée d'un signal, la sortie d'un signal, le raccordement à l'alimentation en tension, la mise à la terre sont quelques exemples types. Nous rencontrons aussi le cas d'une unité à plusieurs entrées et plusieurs sorties. Dans les schémas, nous indiquerons seulement les signaux d'entrée et de sortie.

Il serait logique d'avoir pour chaque unité une paire de connexions bilatérales; l'une pour le signal d'entrée, l'autre pour le signal de sortie. Néanmoins, nous présenterons la plupart du temps, une connexion d'entrée et une connexion de sortie: quoiqu'il soit nécessaire d'avoir un circuit fermé pour permettre le passage d'un courant, nous admettrons que la connexion manquante est une connexion de référence, celle de la mise à la terre.

La connexion entre les différentes unités est alors représentée par un trait et une flèche qui indiquent le sens de la transmission d'énergie électrique. La flèche sera omise lorsqu'il n'y aura pas de confusion possible.

Nombreuses sont les unités électroniques qui requièrent une source d'énergie. En général, celle-ci est une source de courant continu qui rend l'unité électronique opérationnelle. Cette source ne sera pas représentée dans les schémas synoptiques. Par contre, les sources de courant alternatif seront représentées car, dans la majorité des cas, nous traitons des signaux alternatifs. Nous représenterons éventuellement les formes d'onde ou les expressions mathématiques des signaux d'entrée et de sortie des unités électroniques.

Fig. 1.1. Unité électronique. Deux formes de représentation.

Il est tout aussi important de comprendre le fonctionnement d'un appareil au niveau des unités qui le composent qu'au niveau des circuits. Cela est essentiel pour le dépannage, car nous pouvons ainsi localiser rapidement l'unité qui cause le mauvais fonctionnement de l'appareil. De plus, l'électronique moderne est de plus en plus modulaire: nous n'avons plus affaire à des composantes électriques telles que les résistances, inductances, condensateurs, tubes ou transistors à partir desquels sont construites les unités électroniques, mais à des modules intégrés de ces composantes; à l'avenir un dépannage consistera à localiser l'unité détectueuse et la remplacer en entier.

Présentation d'unités électroniques courantes:

a) **Amplificateur:** Le rôle d'un amplificateur sera d'amplifier un signal en tension, en courant ou en puissance. Le gain d'un amplificateur A caractérise la valeur de l'amplification.

Le gain en tension d'un amplificateur est désigné par A_v et est défini comme étant le rapport des tensions de sortie et d'entrée du signal amplifié:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \qquad (1\text{-}1)$$

Le gain en courant d'un amplificateur est désigné par A_i et est défini comme étant le rapport des courants de sortie et d'entrée du signal amplifié:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \tag{1-2}$$

Le gain en puissance d'un amplificateur est désigné par A_p et est défini comme étant le rapport des puissances de sortie et d'entrée du signal amplifié:

$$A_p = \frac{P_o}{P_i}$$

$$= \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{I_o}{I_i} = A_v \cdot A_i \tag{1-3}$$

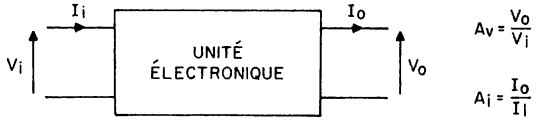


Fig. 1.2. Définition des gains en tension et en courant.

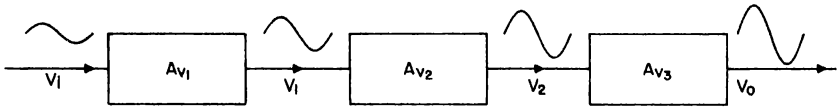
Nous pouvons nous servir d'amplificateurs en cascade. Le gain total est alors égal au produit des gains des différents étages d'amplification. En nous reportant à la figure 1.3, nous pouvons vérifier que:

$$V_1 = A_{v_1} \cdot V_i$$

$$V_2 = A_{v_2} \cdot V_1 = A_{v_2} \cdot A_{v_1} \cdot V_i$$

$$V_o = A_{v_3} \cdot V_2 = A_{v_3} \cdot A_{v_2} \cdot A_{v_1} \cdot V_i$$

$$\text{soit: } \frac{V_o}{V_i} = A_{v_3} \cdot A_{v_2} \cdot A_{v_1} \tag{1-4}$$



$$A_V = \frac{V_O}{V_i} = A_{V_3}\ A_{V_2}\ A_{V_1}$$

Fig. 1.3. Amplificateurs en cascade.

Souvent nous nous référons à un amplificateur sans en préciser la fonction exacte: il faut alors interpréter l'amplification comme une amplification en tension ou en puissance. Ainsi, un amplificateur situé immédiatement avant l'antenne dans un émetteur est un amplificateur de puissance car notre but est de fournir à l'antenne un maximum de puissance électrique afin d'augmenter la portée de l'émission. Un amplificateur placé immédiatement après un microphone sera un amplificateur de tension et pas nécessairement de puissance: la tension électrique de sortie d'un microphone est en général très faible; pour des raisons pratiques, nous désirons l'amplifier à un plus haut niveau d'amplitude. Précisons enfin que l'amplification en puissance implique une amplification en tension ou en courant, voire les deux.

La plupart des amplificateurs électroniques ont un gain inversement proportionnel à la bande de fréquence qu'ils amplifient: plus la bande de fréquence est étroite et plus grand sera le gain d'amplification dans cette bande de fréquence. Aussi s'efforcera-t-on de limiter au maximum cette dernière.

La figure 1.4 illustre différentes réponses en fréquence d'un même amplificateur; l'on pourra utiliser l'approximation suivante:

$$A_1\ W_1 \approx A_2\ W_2 \approx A_3\ W_3$$

Ceci revient à dire que la surface comprise entre le graphe de la réponse en fréquence de l'amplificateur et l'axe des fréquences est constante.

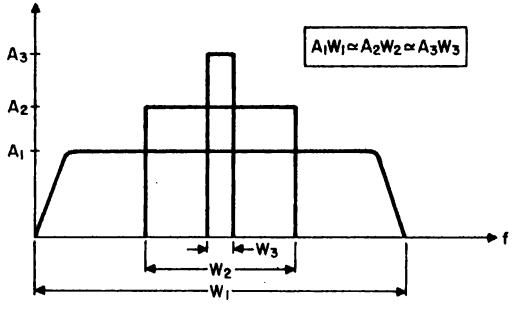


Fig. 1.4. Le gain d'un amplificateur est inversement proportionnel à la bande de fréquence qu'il amplifie.

Dans le cas d'un amplificateur audio, la bande de fréquence amplifiée couvrira les fréquences audio allant de 20 Hz à 20 kHz. L'amplificateur est alors nommé amplificateur AF (Audio fréquence). Dans le cas de l'amplification d'un signal modulé, la bande de fréquence amplifiée couvrira la bande de fréquence occupée par le signal modulé centrée sur la fréquence de porteuse. L'amplificateur est alors nommé amplificateur RF (Radio fréquence).

b) **Amplificateur sélectif:** Lorsqu'un amplificateur amplifie une bande de fréquence étroite, nous disons que l'**amplification est sélective** (figure 1.5). La dite bande de fréquence pourra être fixe ou être centrée sur des fréquences que l'on fera varier. Cependant, **les amplificateurs sélectifs à fréquence centrale fixe ont un gain très supérieur à celui des amplificateurs sélectifs à fréquences variables** (figure 1.6). Aussi introduirons-nous dans les récepteurs de tels amplificateurs afin d'en améliorer la sensibilité qui sera optimale si les amplificateurs utilisés amplifient une bande de fréquence étroite.

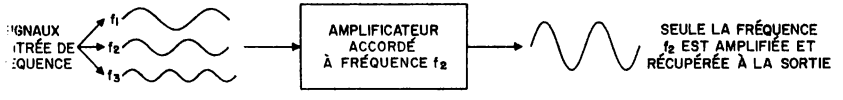


Fig. 1.5. Amplificateur sélectif.

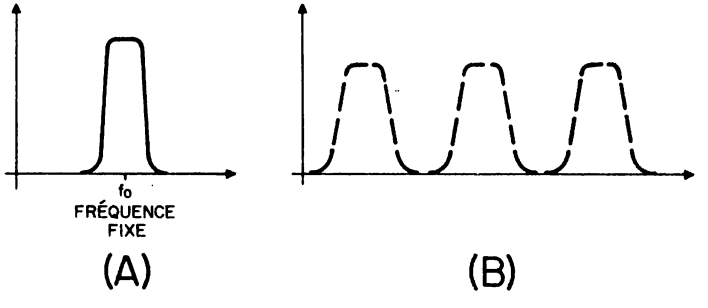


Fig. 1.6. Réponse en fréquence d'un amplificateur sélectif.
A) à fréquence fixe
B) à fréquence variable

c) **Oscillateur:** Un oscillateur a pour fonction de créer une onde périodique qui sera en général sinusoïdale. Précisons qu'un oscillateur ne nécessite pas de signal d'entrée alternatif: il crée ses propres oscillations. La fréquence de celles-ci pourra être fixe ou variable. Dans les récepteurs l'oscillateur à fréquence variable s'appelle **oscillateur local.**

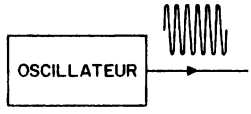


Fig. 1.7. Oscillateur.

d) **Filtre:** Le rôle d'un filtre est d'isoler certaines fréquences désirées d'un signal afin de les acheminer vers une unité électronique.

La sortie d'un **filtre passe-bas** se compose d'un ensemble de fréquences allant de 0 à W, W représentant la bande de fréquence de ce filtre; les fréquences supérieures à W sont très atténuées (figure 1.8A).

Un **filtre passe-haut** permet d'isoler les fréquences supérieures à f_1. La bande de fréquence d'un tel filtre n'est pas déterminée et peut s'étendre à l'infini (figure 1.8B).

Un **filtre passe-bande** permet d'isoler les fréquences comprises entre f_1 et f_2. La bande de fréquence de ce filtre est: $W = f_2 - f_1$ (figure 1.8C). Un filtre passe-bande servira à isoler une station au récepteur: en effet, si la bande de fréquence correspond à celle d'un signal modulé, toutes les fréquences n'appartenant pas à l'intervalle (f_1, f_2) seront alors éliminées.

e) **Modulateur:** Le modulateur est l'unité électronique permettant de combiner deux signaux (le message modulant et la porteuse) en un seul, qui sera le signal modulé. Ainsi un modulateur AM modulera en amplitude une porteuse sinusoïdale (figure 1.9A). Le **démodulateur** ou **détecteur** effectue l'opération inverse, retrouvant le message modulant à partir du signal modulé (figure 1.9B).

f) **Mélangeur:** Un mélangeur est un multiplicateur d'ondes sinusoïdales: deux ondes sinusoïdales $A_1 \cos \omega_1 t$ et $A_2 \cos \omega_2 t$ sont multipliées; le produit ainsi constitué est formé de deux ondes sinusoïdales dont les pulsations seront $(\omega_1 + \omega_2)$ et $(\omega_1 - \omega_2)$. En effet:

$$A_1 \cos(\omega_1 t) \cdot A_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$

soit $$\frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t] + \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega_2 - \omega_1)t]$$

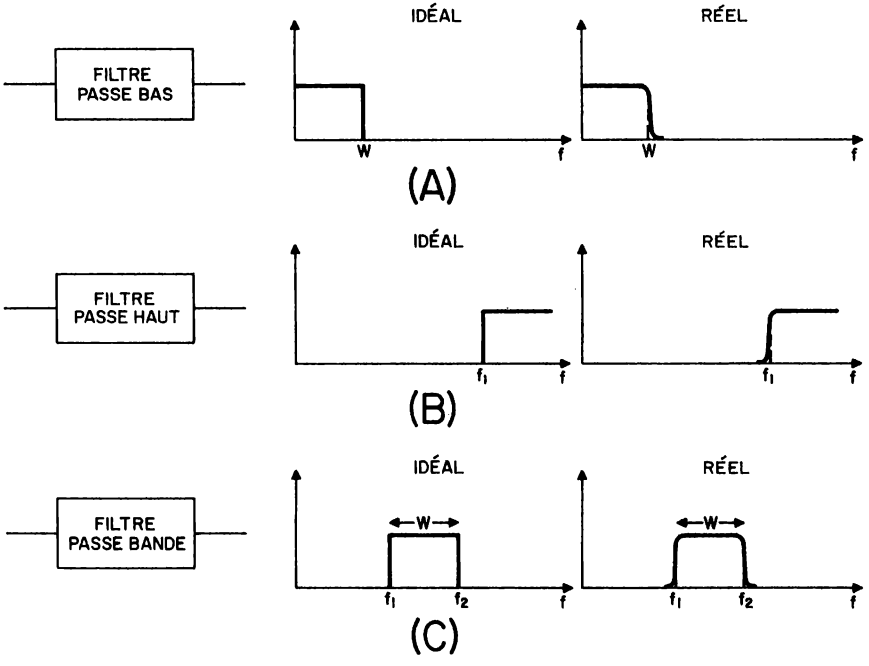


Fig. 1.8. Filtres et réponses en fréquence d'un filtre idéal et d'un filtre réel.

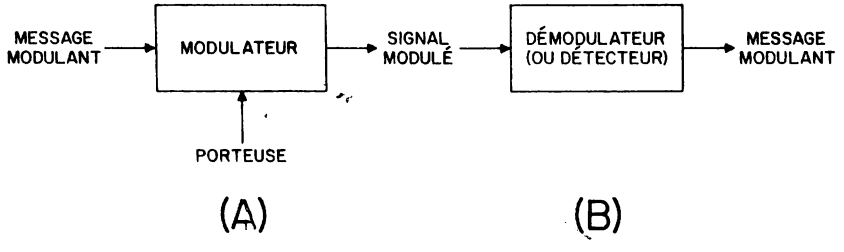


Fig. 1.9. Modulateur et démodulateur.

Un mélangeur est en général suivi d'un filtre; si celui-ci laisse passer seulement la pulsation somme $(\omega_1 + \omega_2)$, le mélangeur est dit additif car il a servi à obtenir une onde dont la fréquence est la somme des fréquences d'entrée. Dans le cas où le filtre ne laisse passer que la pulsation $(\omega_1 - \omega_2)$, le mélangeur est dit soustractif (figure 1.10).

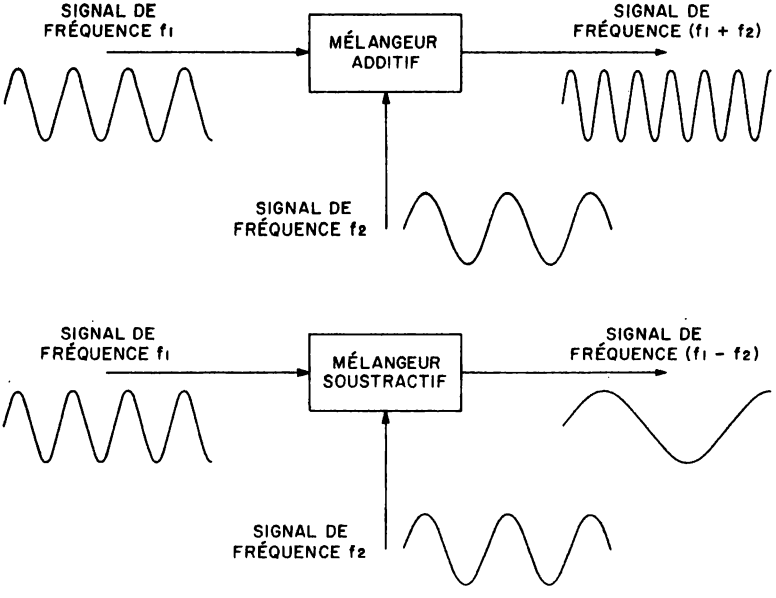

SIGNAL DE FRÉQUENCE f1
MÉLANGEUR ADDITIF
SIGNAL DE FRÉQUENCE (f1 + f2)
SIGNAL DE FRÉQUENCE f2
SIGNAL DE FRÉQUENCE f1
MÉLANGEUR SOUSTRACTIF
SIGNAL DE FRÉQUENCE (f1 - f2)
SIGNAL DE FRÉQUENCE f2

Fig. 1.10. Mélangeur.

g) **Multiplicateur et additionneur:** L'unité effectuant le produit de deux signaux sera symbolisée de façon différente (figure 1.11) des unités effectuant l'addition ou la soustraction de signaux désignées par Σ. Il faut alors noter le signe des signaux à l'entrée de ces dernières pour déterminer l'opération exacte effectuée (figure 1.12).

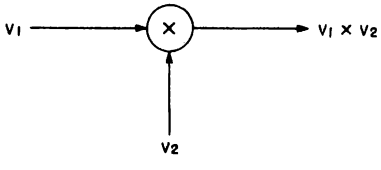


Fig. 1.11. Multiplicateur.

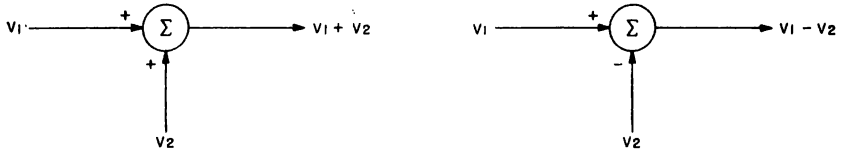


Fig. 1.12. Additionneur et soustracteur.

3. L'EMETTEUR-RECEPTEUR DIRECT

Essayons de constituer par étapes logiques un émetteur-récepteur: pour cela nous établirons les traitements que subit dans l'émetteur un message audio depuis le microphone jusqu'à l'antenne. De la même manière, nous retracerons les traitements que subit le signal modulé dans le récepteur, depuis l'antenne jusqu'au haut-parleur.

a) **L'émetteur:** Un microphone traduit les variations de pression acoustique causées par la voix humaine en courants électriques proportionnels. Etant donné que les courants de sortie d'un microphone sont en général très faibles, la sortie sera branchée à un amplificateur audio. Le message devra être combiné à une porteuse: aussi aura-t-on recours à un oscillateur dont la fréquence d'oscillation est celle de la porteuse f_c. Le message module donc la porteuse dans une unité modulatrice. Le signal modulé passe par un amplificateur RF puis arrive à l'antenne.

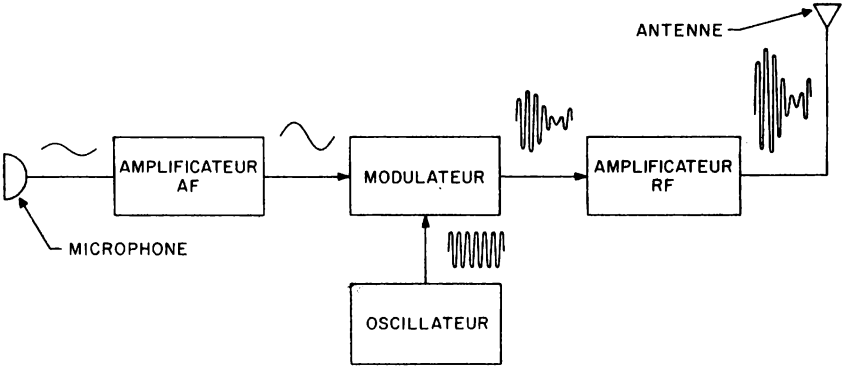


Fig. 1.13. Emetteur direct.

Notons qu'en utilisant un oscillateur à fréquence variable, nous changeons la fréquence de porteuse. Nous choisissons de ce fait la fréquence d'émission. Dans le cas où l'émission s'effectue à fréquence fixe, comme c'est le cas pour les stations de radiodiffusion, l'amplificateur RF sera accordé sur la fréquence d'émission.

b) **Le récepteur:** Une antenne traduit en courants induits la totalité des émissions électromagnétiques qui l'atteignent. Pour isoler un certain signal modulé nous aurons recours à un filtre passe-bande: la bande de fréquence de ce filtre devra couvrir les fréquences occupées par le signal modulé désiré. Ces fréquences couvrent 15 kHz pour les émissions FM en haute fidélité. Il est courant cependant ques les filtres aient une bande de fréquence de 5 kHz pour les récepteurs courants (en AM). Le signal recueilli à l'antenne est de très faible puissance et passe par un amplificateur RF. Notons que la combinaison filtre-amplificateur RF peut être remplacée par un amplificateur accordé sur la fréquence de l'émission. En ajustant la fréquence nous pouvons capter la station de notre choix.

Le signal modulé passe par un démodulateur ou détecteur et nous retrouvons notre message audio. Celui-ci peut transiter par un amplificateur audio avant de rejoindre le haut-parleur où les sons sont reproduits.

Dans le cas où le gain de l'amplification audio est variable, nous pouvons contrôler le volume des sons émis par le haut-parleur.

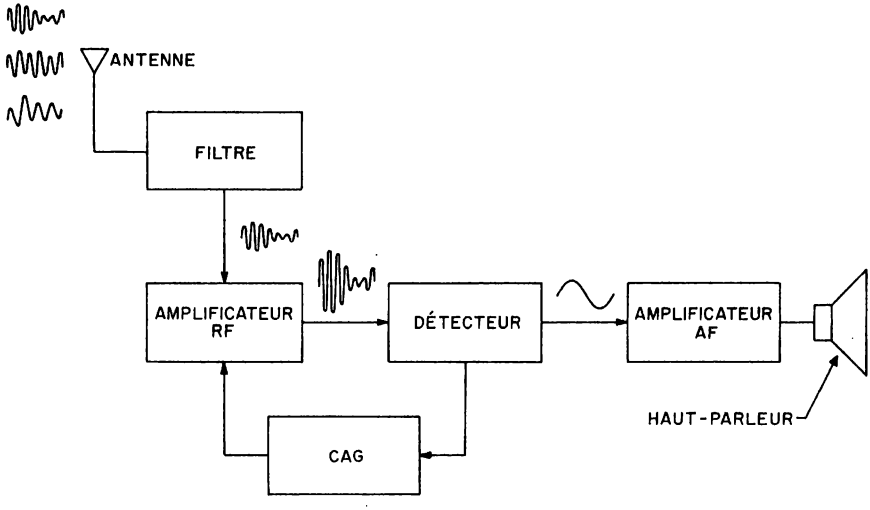


Fig. 1.14. Récepteur direct.

c) **Principe du contrôle automatique de gain dans un récepteur:** Notre récepteur va réagir différemment selon qu'il se trouve à distance ou à proximité de l'émetteur. A proximité de l'émetteur, de forts courants seront induits dans l'antenne réceptrice et les amplifications successives feront en sorte que les sons perçus seront beaucoup trop forts. Un excès de puissance électrique endommage le récepteur. Par contre l'amplification nécessaire sera de beaucoup plus grande si le récepteur se trouve à une grande distance de la station émettrice.

C'est pourquoi nous utilisons un circuit dont le but sera de veiller à conserver un niveau de signal constant à la sortie du détecteur. Ce circuit est désigné par les sigles **CAG** (contrôle automatique de gain), **AGC** ou **AVC** (Automatic Gain Control ou Automatic Volume Control) et il a pour but de stabiliser le gain du récepteur. Expliquons ce circuit de manière plus détaillée.

Un circuit de contrôle de gain automatique (CAG) agit par contre-réaction. Une **boucle de contre-réaction** est représentée à la figure 1.15. L'entrée variable de l'amplificateur de gain A est x et la sortie que l'on veut stabiliser est y. Si la valeur de y est trop grande, elle est multipliée par une constante B puis ramenée à l'entrée où elle est soustraite à x. Ceci revient à diminuer l'amplitude de l'entrée de l'amplificateur A et, par conséquent, à réduire celle de la sortie y. De même, une valeur de y trop faible est ramenée à l'entrée puis soustraite à x: soustrayant une moins grande quantité de x, nous augmentons en fait l'amplitude de l'entrée de l'amplificateur A, et donc celle de y. Ce processus continuera automatiquement jusqu'à ce que le niveau d'amplitude de y soit ajusté à la valeur désirée.

Nous aurons l'occasion d'étudier plus en détail les propriétés d'une boucle de contre-réaction. Contentons-nous pour le moment de la représenter par une unité disposée entre le détecteur et l'amplificateur RF dans le récepteur.

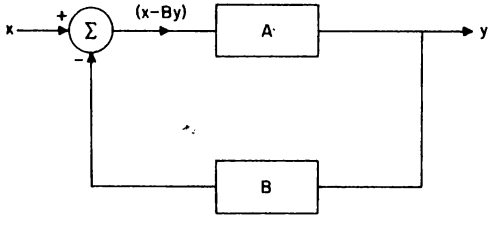


Fig. 1.15. Boucle de contre-réaction.

4. L'EMETTEUR-RECEPTEUR HETERODYNE

L'émetteur-récepteur que nous venons de présenter n'est pas utilisé en pratique: la raison principale est que l'on peut améliorer considérablement la puissance de l'émetteur et la sensibilité du récepteur en y introduisant des circuits accordés: c'est le principe de l'émetteur-récepteur hétérodyne.

a) **Le récepteur hétérodyne:** Le principe de fonctionnement d'un récepteur hétérodyne consiste à transposer la fréquence de porteuse du signal modulé en une nouvelle fréquence de porteuse fixe. Cette fréquence est nommée fréquence intermédiaire f_{IF}. L'avantage d'un tel processus vient de ce que le signal est alors modulé sur une porteuse fixe dans le récepteur et peut être substantiellement amplifié par un amplificateur à la fréquence f_{IF}. Cet amplificateur est qualifié d'amplificateur FI (Fréquence intermédiaire). Certains récepteurs utilisent plusieurs amplificateurs FI branchés en cascade et leur sensibilité est accrue.

Pour la transposition de fréquence, le signal modulé sur la fréquence f_c est amplifié puis acheminé vers un mélangeur. Ce dernier reçoit une fréquence f_{LO} provenant d'un oscillateur local. La sortie du mélangeur comporte deux signaux: l'un modulé sur la fréquence somme $f_{LO} + f_c$, l'autre modulé sur la fréquence différence $f_{LO} - f_c$. Lorsque nous sélectionnons une station radio, nous contrôlons en fait la fréquence variable f_{LO} jusqu'à ce que la fréquence différence ($f_{LO} - f_c$) soit égale à la fréquence intermédiaire f_{IF}:

ou $$f_{LO} = f_c + f_{IF} \qquad (1\text{-}5)$$

Dans le cas contraire, nous ne captons aucune émission étant donné que seule la fréquence f_{IF} n'est pas bloquée par l'amplificateur FI. La figure 1.16 représente le schéma synoptique d'un récepteur hétérodyne.

Exemple:

Les récepteurs AM utilisent une fréquence intermédiaire de 455 kHz. A quelle fréquence f_{LO} doit-on ajuster l'oscillateur local de façon à capter une station émettant sur:

a) $f_c = 800$ kHz b) $f_c = 1000$ kHz c) $f_c = 1600$ kHz

a) Etant donné que $f_{IF} = f_{LO} - f_c$ nous concluons:

$$f_{LO} = f_c + f_{IF} = 800\text{ kHz} + 455\text{ kHz} = 1255\text{ kHz}$$

b) $$f_{LO} = f_c + f_{IF} = 1000\text{ kHz} + 455\text{ kHz} = 1455\text{ kHz}$$

c) $$f_{LO} = f_c + f_{IF} = 1600\text{ kHz} + 455\text{ kHz} = 2055\text{ kHz}$$

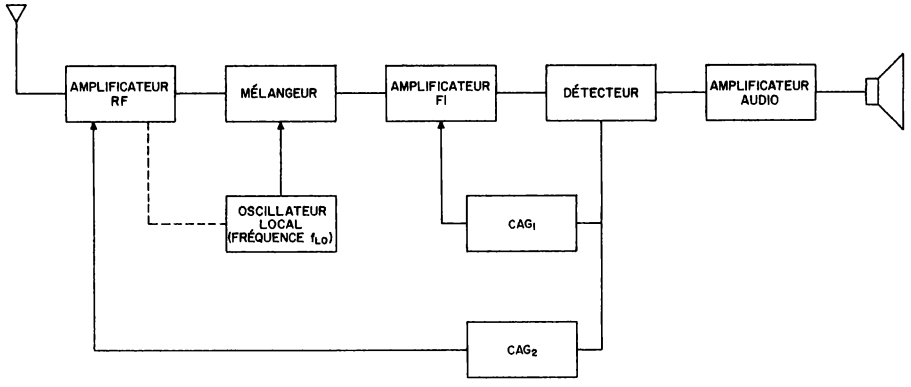


Fig. 1.16. Le récepteur hétérodyne.

Dans un récepteur superhétérodyne, le choix de la station se fait en variant la fréquence de l'oscillateur local et non plus la fréquence d'accord de l'amplificateur RF, sans quoi nous devrions faire varier deux contrôles à la fois pour capter une même station ! Il sera donc impossible d'utiliser un amplificateur RF accordé. Cependant, nous arrivons à combiner les circuits de l'oscillateur local et ceux de l'amplificateur RF de sorte que, en faisant varier la fréquence de l'oscillateur local f_{LO}, la fréquence d'accord f_c de l'amplificateur RF est automatiquement déplacée à:

$$f_c = f_{LO} - f_{IF}$$

Ces deux unités sont reliées par des lignes pointillées dans notre schéma. En contrôlant seulement l'oscillateur local, nous contrôlons aussi la fréquence d'accord de l'amplificateur RF: par conséquent, la sensibilité du système est améliorée.

Le contrôle automatique de gain CAG se devra de contrôler les amplificateurs FI et RF. La correction qui leur est apportée n'étant pas forcément identique, nous représenterons une unité CAG pour chacun d'eux.

Le tableau 1 représente les fréquences intermédiaires standard pour les systèmes de radiodiffusion et de télévision commerciales.

TABLEAU 1				
FREQUENCES INTERMEDIAIRES UTILISEES EN COMMUNICATION COMMERCIALE				
Type d'émission	**Bande de fréquence**	**Domaine des fréquences d'émission**	**Domaine des fréquences intermédiaires**	**Fréquence intermédiaire type**
A.M.	9 kHz	150 à 275 kHz (GO) 275 à 520 kHz (MO) 540 à 1605 kHz (PO)	438 kHz à 465 kHz	455 kHz
F.M.	225 kHz	87 MHz à 104 MHz		10.7 MHz
TV - en VHF	(819 l) 10,4 MHz (France)	54 MHz à 216 MHz	26 MHz à 46 MHz	39,2 MHz (image)
- en UHF	(625 l) 6 à 8 MHz (selon standards)	470 MHz à 890 MHz		32,7 MHz (image France)

Exemple:

Quel domaine de fréquence doit couvrir un oscillateur local dans un poste de radiodiffusion AM, FM ou dans un téléviseur VHF ? Se reporter au tableau 1.

a) En radiodiffusion commerciale AM, les émissions en PO occupent l'intervalle (540 à 1605 kHz). En supposant que le récepteur utilise un minimum de 10 kHz pour bande de fréquence, nous aurons:

f_{LO} minimum $= f_c$ minimum $+ f_{IF}$

$= 545$ kHz $+ 455$ kHz $= 1000$ kHz $= 1$ MHz

f_{LO} maximum $= f_c$ maximum $+ f_{IF}$

$= 1600$ kHz $+ 455$ kHz $= 2055$ kHz $= 2{,}055$ MHz

L'oscillateur local devra donc être en mesure de produire des ondes dont la fréquence pourra s'étendre de 1 à 2,055 MHz.

b) En radiodiffusion FM, les émissions occupent l'intervalle (87 MHz, 104 MHz). La bande de fréquence d'une émission FM étant 255 kHz environ, nous aurons:

f_{LO} minimum $= f_c$ minimum $+ f_{IF}$

$= 87{,}112$ MHz $+ 10{,}7$ MHz $= 97{,}812$ MHz

f_{LO} maximum $= f_c$ maximum $+ f_{IF}$

$= 103{,}88$ MHz $+ 10{,}7$ MHz $= 114{,}58$ MHz

Dans le cas particulier des récepteurs FM, l'on rencontre souvent des mélangeurs additifs et non pas soustractifs: pour des raisons pratiques de stabilité de l'oscillateur local, l'on choisit $f_{LO} = f_c - f_{IF}$. Dans ce cas, les fréquences maximale et minimale de l'oscillateur local deviennent 93.18 MHz et 76,4 MHz.

c) En télévision, en VHF, la bande est de 10,4 MHz pour le 819 lignes français; la porteuse se situe à 1,25 MHz. Les fréquences minimale et maximale des porteuses se situeront à:

$$54 \text{ MHz} + 1{,}25 \text{ MHz} = 55{,}25 \text{ MHz}$$

$$216 \text{ MHz} - 9{,}15 \text{ MHz} = 206{,}85 \text{ MHz}$$

A ces fréquences correspondront les fréquences f_{LO} de l'oscillateur local:

$$f_{LO} \text{ minimum} = 55{,}25 \text{ MHz} + 39{,}2 \text{ MHz} = 94{,}45 \text{ MHz}$$

$$f_{LO} \text{ maximum} = 206{,}85 \text{ MHz} + 39{,}2 \text{ MHz} = 245{,}85 \text{ MHz}$$

Précisons que le domaine des fréquences allant de 66 MHz à 162 MHz n'est pas utilisé pour des émissions télévisées; ce qui fait qu'en réalité l'oscillateur local devra occuper les fréquences allant de 94,45 MHz à 105,2 MHz et de 201,2 MHz à 245,85 MHz.

Les émetteurs-récepteurs non commerciaux du type radio-amateur occupent d'autres bandes de fréquence; aussi les fréquences maximale et minimale de l'oscillateur local diffèrent-elles des précédentes.

b) **L'émetteur hétérodyne:** Le principe de fonctionnement de l'émetteur hétérodyne est identique à celui du récepteur hétérodyne, sinon que le processus est inversé. Le message module une porteuse de fréquence fixe f_{IF}.

Après une amplification FI satisfaisante, le signal passe par un mélangeur qui reçoit en outre un signal de fréquence variable f_{LO}. L'intermodulation entre les signaux de fréquence f_{LO} et f_{IF} détermine la fréquence de porteuse f_c sur laquelle le message sera modulé. Nous choisirons d'émettre la fréquence **somme** plus fréquemment, de façon à avoir:

$$f_c = f_{LO} + f_{IF}$$

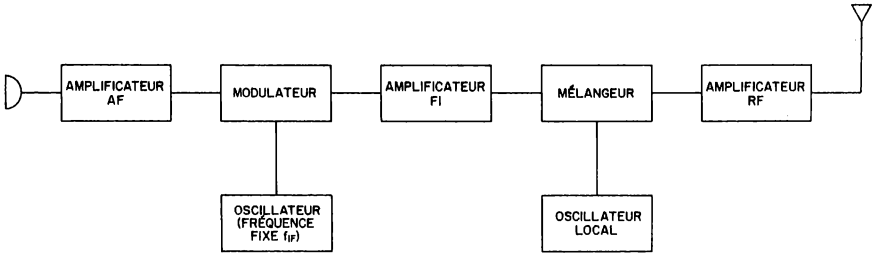


Fig. 1.17. L'émetteur hétérodyne.

Ajoutons que si l'émetteur est destiné à émettre sur une fréquence fixe et non plus variable, comme c'est le cas pour les stations de radiodiffusion commerciales, nous pouvons nous contenter d'un émetteur direct; l'amplificateur RF sera alors un amplificateur accordé pour que la puissance d'émission soit maximale.

2. ÉTUDE D'UN RÉCEPTEUR

1. LIMITATIONS DUES AUX DISTORSIONS

La présentation faite jusqu'ici suppose que les unités électroniques sont idéales; en pratique, diverses unités électroniques peuvent provoquer des distorsions d'un signal, altérant ainsi sa forme originelle: ces distorsions proviennent tant de l'imperfection des circuits qu'aux bruits électriques.

a) **Distorsion harmonique:** Lorsque plusieurs niveaux de tension d'un signal ne sont pas amplifiés de façon égale, le signal amplifié n'est plus proportionnel au signal à l'entrée de l'amplificateur. Ainsi, une onde sinusoïdale peut être déformée en une onde plus aplatie ou en une onde trapézoïdale.

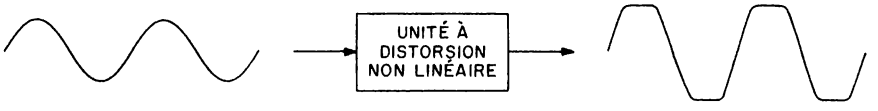


Fig. 2.1. Exemple de distorsion non linéaire.

Lorsque les tensions d'entrée et de sortie sont toujours proportionnelles, il n'y a pas de distorsion. Nous pouvons représenter graphiquement la relation entre les tensions d'entrée et de sortie V_i et V_o; la courbe est une droite passant par l'origine et dont l'équation est: $V_o = A_v V_i$ (figure 2.2A).

Une courbe non linéaire peut être représentée par l'équation:

$$V_o = a_o + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + \ldots \qquad (2\text{-}1)$$

Les coefficients a_1, a_2, a_3, ... dépendent de l'importance de la non linéarité, et dans la majorité des cas vont décroissant. Lorsque les coefficients a_3, a_4, etc... sont négligeables, la distorsion est dite quadratique; lorsque les coefficients a_4, a_5, etc... sont négligeables, la distorsion est dite cubique et ainsi de suite.

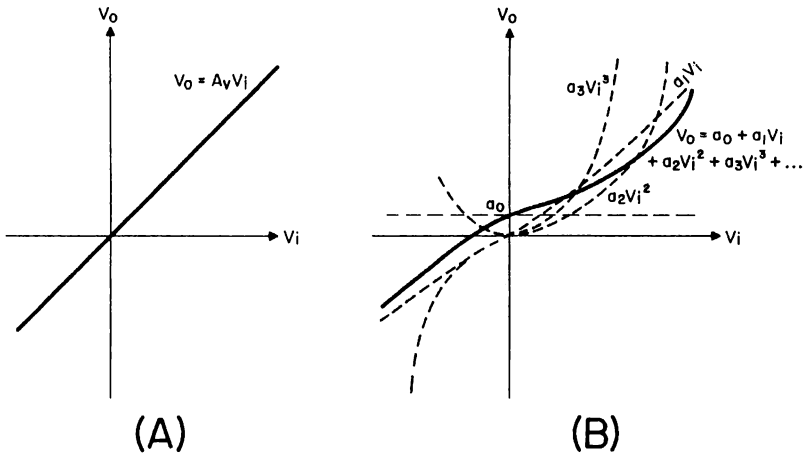


Fig. 2.2. Caractéristique de l'amplification:
A. linéaire,
B. non linéaire: cette amplification peut être représentée par une somme de fonctions décrites à la relation (2-1).

Ainsi, pour un signal d'entrée sin ωt, la sortie est (a_0 étant supposé nul pour plus de simplicité):

$$V_o = a_1 \sin \omega t + a_2 \sin^2 \omega t + a_3 \sin^3 \omega t + \ldots$$

$$= a_1 \sin \omega t + \frac{a_2}{2} [1 - \cos 2\omega t] + \frac{a_3}{4} [3 \sin \omega t - 3 \sin 3\omega t]$$

$$= \frac{a_2}{2} + \left(a_1 + \frac{3a_3}{4}\right) \sin \omega t - \frac{a_2}{2} \cos 2\omega t - \frac{3a_3}{4} \sin 3\omega t$$

$$= A_0 + A_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \sin 3\omega t$$

Dans le domaine des fréquences, le signal de sortie est composé des fréquences harmoniques 2f, 3f, et de la fréquence fondamentale $f = \omega/2\pi$. C'est pourquoi cette distorsion est souvent appelée **distorsion harmonique.** De façon générale, la distorsion quadratique introduit l'harmonique 2, la distorsion cubique les harmoniques 2 et 3, et ainsi de suite.

Le **taux de distorsion harmonique** compare l'amplitude d'une harmonique à celle de la fondamentale.

Ainsi, nous définissons:

$$\text{taux de distorsion par harmonique 2} = \frac{A_2}{A_1} \times 100\%$$

$$\text{taux de distorsion par harmonique 3} = \frac{A_3}{A_1} \times 100\%$$

$$\text{taux de distorsion par harmonique n} = \frac{A_n}{A_1} \times 100\%$$

Exemple:

Pour les amplitudes $A_1 = 3$ V, $A_2 = 0{,}2$ V, $A_3 = 0{,}08$ V, $A_4 = 0{,}003$ V, les taux de distorsion par harmoniques 2, 3 et 4 seront respectivement 6,6%, 2,6%, 1%.

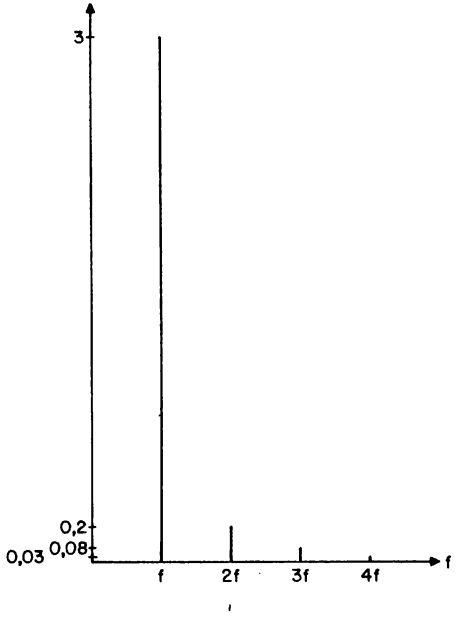


Fig. 2.3. Exemple de spectre d'un signal ayant subi une distorsion harmonique.

Le **taux de distorsion harmonique total** est défini comme étant la racine de la somme des carrés des taux de modulation, soit:

$$\sqrt{\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{A_3}{A_1}\right)^2 + \cdots \left(\frac{A_n}{A_1}\right)^2} \times 100\% \qquad (2\text{-}2)$$

Dans l'exemple précédent, le taux de distorsion harmonique total est:

$$\sqrt{(6{,}6)^2 + (2{,}6)^2 + 1^2} = 7{,}1\%$$

Dans la bande audible, le taux de distorsion harmonique total ne doit pas excéder 10% de façon à préserver l'intelligibilité de la parole. Pour les systèmes de son en haute fidélité, nous exigerons un taux de distorsion harmonique total inférieur à 1% ou parfois même 0,1%.

La distorsion harmonique peut présenter parfois des avantages: pour construire un multiplicateur de fréquence, il est intéressant de créer des harmoniques puis de choisir parmi elles celle qui nous convient.

b) **La distorsion de fréquence:** Un amplificateur destiné à amplifier une certaine bande de fréquence n'amplifie pas de manière identique toutes les fréquences contenues dans cette bande de fréquence: le gain varie en fonction de la fréquence et certaines fréquences seront plus accentuées que d'autres.

Dans la figure 2.4, nous remarquons que les basses fréquences contenues dans la bande de fréquence W sont moins amplifiées que les hautes; le spectre du signal de sortie n'est plus proportionnel alors au spectre du signal d'entrée. Il s'agit en fait d'une distorsion d'amplitude mais comme celle-ci varie avec la fréquence du signal amplifié, nous préférons la désigner par le terme distorsion de fréquence.

Le plus souvent un filtre non idéal introduit une distorsion de fréquence car, en pratique, la réponse d'un filtre n'est pas rectangulaire mais arrondie.

c) **La distorsion de phase:** La distorsion de fréquence s'accompagne généralement d'une distorsion de phase: lorsque la phase d'une harmonique est différente de la phase du fondamental, il y a distorsion de phase. Dans un amplificateur, la différence de phase entre les signaux d'entrée et de sortie est bien souvent égale à 0° ou 180° et ce, pour le domaine de fréquences situé principalement au centre de la bande passante.

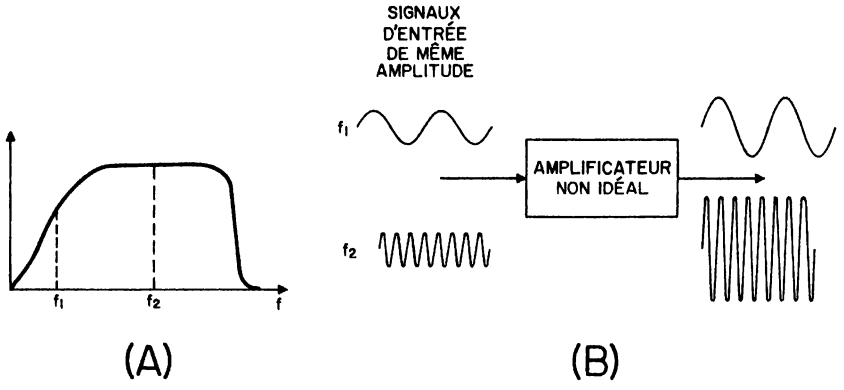


Fig. 2.4. Exemple de distorsion de fréquence.
A. Réponse en fréquence réelle de l'amplificateur représenté à la figure B.
B. Des signaux de même amplitude mais de fréquences différentes sont amplifiés différemment.

d) **La distorsion due à la réaction positive:** En présentant la boucle de contre-réaction, nous avons précisé que l'entrée de l'amplificateur était égale à la différence entre le signal d'entrée x et le signal de retour By (figure 1.15). Or, dans le cas où la différence de phase entre les signaux x et By est 180°, l'entrée de l'amplificateur est composée de la somme et non la différence des signaux x et By, et la réaction est dite positive. Ceci aura pour effet d'augmenter l'amplitude de sortie indéfiniment; la stabilité désirée est détruite. L'étude des boucles de réaction montre qu'en général la distorsion harmonique est réduite mais que dans le cas de réaction positive, il peut se produire des oscillations non désirées.

e) **Distorsion causée par un filtre non idéal:** Un filtre peut causer une distorsion de fréquence ou de phase. Plus encore, un filtre peut laisser passer des fréquences indésirables: les flancs de la courbe de réponse d'un filtre passe-bas ne sont pas verticaux mais arrondis (voir figure 1.8).

Les filtres étant composés d'éléments électroniques comme des capacités, des inductances et des résistances, l'on démontre que les flancs de la réponse du filtre seront d'autant plus verticaux que le rapport de l'impédance inductive (ou capacitive), à la résonance, à la résistance équivalente du filtre est grande. Ce rapport est désigné par **facteur de qualité Q.** Un bon filtre passe-bande dispose d'un facteur de qualité élevé.

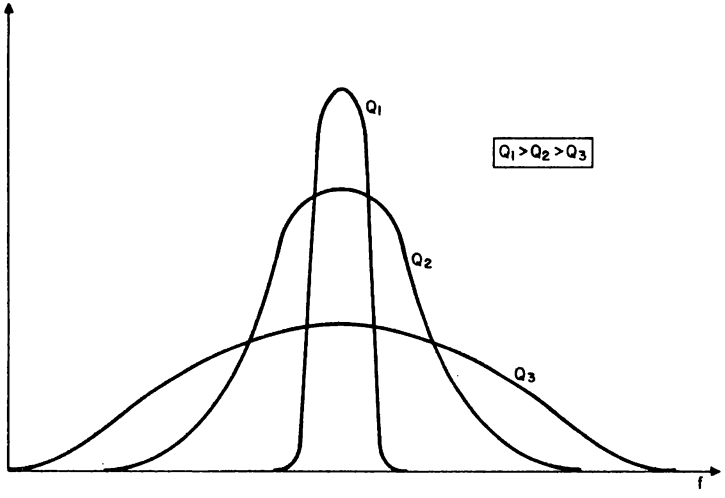


Fig. 2.5. Réponses de filtres dotés de différents facteurs de qualité.

f) **La distorsion d'intermodulation:** Nous avons mentionné plus haut qu'un mélangeur reçoit deux signaux de fréquence f_1 et f_2 et que la sortie de ce mélangeur est composée de signaux de fréquence somme $(f_1 + f_2)$ et différence $(f_1 - f_2)$. En pratique, il s'ajoute d'autres fréquences qui sont soit des fréquences harmoniques de f_1 et f_2, soit des fréquences d'intermodulation $(mf_1 \pm nf_2)$ où m et n représentent des nombres entiers. L'apparition de ces fréquences va dépendre du mélangeur utilisé; dans la majorité des cas, les mélangeurs utilisent des éléments non linéaires.

I) **Mélangeur à distorsion quadratique:** Deux signaux $v_1 = A \cos \omega_1 t$ et $v_2 = B \cos \omega_2 t$ sont appliqués à un système non linéaire de sorte que le signal d'entrée soit $(v_1 + v_2)$. Ce système étant à distorsion quadratique, nous aurons:

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2$$

$$= a_1 (v_1 + v_2) + a_2 (v_1 + v_2)^2$$

$$= a_1 v_1 + a_2 v_2 + a_2 v_1^2 + a_2 v_2^2 + 2a_2 v_1 v_2$$

Soit:

$$V_o = a_1 A \cos \omega_1 t + a_2 B \cos \omega_2 t + \frac{a_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega_1 t) +$$

$$\frac{a_2 B^2}{2} (1 + \cos 2\omega_2 t) + a_2 AB [\cos (\omega_1 + \omega_2)t + \cos (\omega_2 - \omega_1)t]$$

En plus des fréquences somme et différence $(f_1 + f_2)$ et $(f_1 - f_2)$, nous avons obtenu les fréquences $(0, f_1, 2f_1, f_2, 2f_2)$. Les spectres du signal d'entrée et de sortie sont représentés à la figure 2.6.

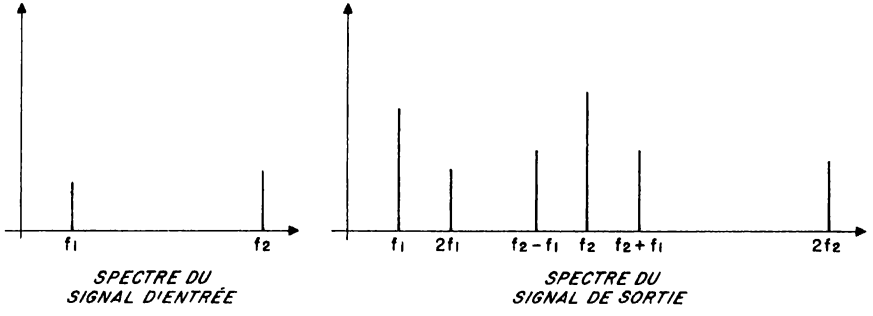


Fig. 2.6. Mélangeur à distorsion quadratique.

II) **Mélangeur utilisant un élément non linéaire:** Dans le cas où les signaux d'entrée ont une amplitude importante et où l'élément non linéaire n'est pas quadratique mais d'un ordre plus élevé, nous aurons:

$$V_o = a_1(v_1 + v_2) + a_2(v_1 + v_2)^2 + a_3(v_1 + v_2)^3 + \ldots$$

$$= (a_1 v_1 + a_2 v_2^2 + a_3 v_1^3 + \ldots) + (a_1 v_2 + a_2 v_2^2 + a_3 v_2^3 + \ldots)$$

$$+ (2\, a_2 v_1 v_2 + 3\, a_3 v_1^2 v_2 + 3\, a_3 v_1 v_2^2 + \ldots) \quad + \ldots$$

Nous avons regroupé ensemble les sorties dues aux signaux v_1 et v_2 séparément ainsi que les signaux d'intermodulation. Les signaux de sortie dus à v_1 seront des harmoniques de f_1, les signaux de sorties dus à v_2 seront des harmoniques de f_2. Les fréquences d'intermodulation dues à la présence simultanée des signaux v_1 et v_2 seront de la forme $mf_1 + nf_2$ (m et n sont les exposants du produit d'intermodulation $v_1 v_2$); $(m + n)$ représente le degré de non linéarité du mélangeur.

Dans le cas de distorsion non linéaire, les fréquences d'intermodulation seront:

La première harmonique de f_1 combinée aux harmoniques de f_2 :

$$f_1 \pm f_2$$

$$f_1 \pm 2f_2$$

$$f_1 \pm 3f_2$$

$$\cdots$$

$$f_1 \pm (m + n - 1) f_2$$

La seconde harmonique de f_1 combinée aux harmoniques de f_2 :

$$2f_1 \pm f_2$$

$$2f_1 \pm 2f_2$$

$$2f_1 \pm 3f_2$$

$$\cdots$$

$$2f_1 \pm (m + n - 2) f_2$$

La troisième harmonique de f_1 combinée aux harmoniques de f_2 :

$$3f_1 \pm f_2$$

$$3f_1 \pm 2f_2$$

$$3f_1 \pm 3f_2$$

$$\cdots$$

$$3f_1 \pm (m + n - 3) f_2$$

etc...

Exemple:

Quelles sont les fréquences d'intermodulation d'un mélangeur à distorsion cubique dont les signaux d'entrée sont 150 kHz et 1 kHz ?

En nous référant à la liste des fréquences d'intermodulation précédentes, nous obtenons les fréquences suivantes:

150 kHz ± 1 kHz soit 149 kHz et 151 kHz

150 kHz ± 2 kHz soit 148 kHz et 152 kHz

300 kHz ± 1 kHz soit 299 kHz et 301 kHz

L'allure générale du spectre des fréquences d'intermodulation est présentée à la figure 2.7. Nous devrons ajouter à ce spectre les fréquences harmoniques de f_1 et f_2 pour obtenir le spectre du signal de sortie.

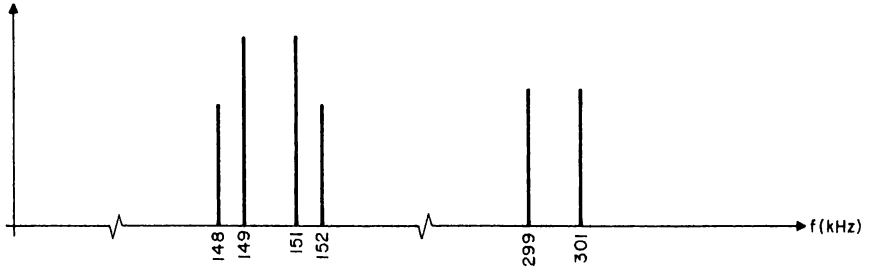


Fig. 2.7. Spectre des fréquences d'intermodulation d'un mélangeur à distorsion cubique.

Les fréquences d'intermodulation peuvent causer des distorsions importantes: supposons que nous voulions isoler la fréquence différence ($f_1 - f_2$) lorsque $f_1 = 130$ MHz et $f_2 = 33$ MHz. Nous voulons isoler la fréquence 97 MHz. Or la fréquence d'intermodulation $2f_1 - 5f_2$ est égale à 95 MHz; il y a donc lieu d'isoler l'une de l'autre les deux fréquences 97 MHz et 95 MHz; il peut se produire que les composantes spectrales des fréquences d'intermodulation se recouvrent, perturbant ainsi l'information désirée.

2. ETUDE PLUS APPROFONDIE D'UN RECEPTEUR

Le fonctionnement d'un émetteur-récepteur a été présenté de façon assez succincte. Dans ce qui suit, nous étudierons les propriétés d'un récepteur de façon moins qualitative. L'étude des effets de l'intermodulation et du contrôle de gain automatique (CAG) nous mènera à envisager les façons d'améliorer les propriétés du récepteur.

Des unités additionnelles pourront être greffées au récepteur, toujours dans le but d'en améliorer les caractéristiques.

a) **Sensibilité d'un récepteur:** La sensibilité d'un récepteur reflète la faculté qu'a celui-ci d'amplifier de faibles signaux reçus à l'antenne. Elle est définie par la tension qui doit être appliquée à l'entrée du récepteur pour donner une puissance de sortie de 50 mW. Elle est mesurée en laboratoire dans les conditions suivantes: pour un récepteur AM, un signal modulant sinusoïdal de fréquence 400 Hz module en AM différentes porteuses avec un pourcentage de modulation de 30% et alimente le récepteur via un circuit électrique remplaçant l'antenne. Le haut-parleur

est remplacé par une résistance équivalente sur laquelle on mesure la puissance électrique. L'amplitude du signal modulé est modifiée jusqu'à ce que la puissance électrique mesurée atteigne 50 mW. Cette amplitude définit la sensibilité du récepteur.

La figure 2.8 représente la sensibilité d'un récepteur AM type, en fonction de la fréquence de porteuse; la sensibilité varie autour de 13,3 μV. Un récepteur radio portatif peut avoir une sensibilité de 150 μV environ, tandis que celle d'un récepteur de haute fidélité peut être en dessous de 1 μV en HF ou en VHF.

Dans le cas de récepteurs pour radio-amateurs, la sensibilité varie entre 0,1 μV et 5 μV; dans le cas de modulation SSB, la sensibilité doit être meilleure que pour la modulation AM.

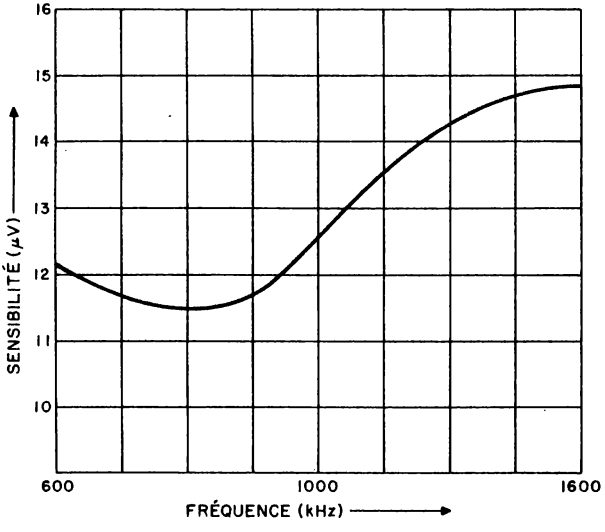


Fig. 2.8. Courbe de sensibilité type d'un récepteur commercial AM.

La sensibilité d'un récepteur va dépendre principalement des gains des amplificateurs RF et FI. Le rapport entre les puissances maximale et minimale des signaux qui peuvent être reçus à l'antenne peut atteindre 10^5. Aussi la sensibilité doit correspondre au plus faible des signaux et le circuit CAG doit être en mesure de réduire le gain du récepteur à 10^{-5}, ce qui, dans la pratique est impossible à réaliser.

Les récepteurs de haute fidélité dotés d'une bonne sensibilité utilisent un contrôle supplémentaire: celui du gain de l'amplificateur RF. Celui-ci peut être réduit de sorte que le circuit CAG opère dans des conditions normales et que le récepteur puisse capter des signaux de différentes puissances.

Le contrôle de gain automatique (CAG): La fonction du circuit CAG est de réajuster le gain du récepteur quelle que soit la puissance du signal modulé recueilli à l'antenne; pour ce, le circuit CAG contrôle les gains des amplificateurs RF et FI de façon à réduire considérablement le gain pour les signaux dotés d'une plus grande puissance; de la sorte, les différentes unités du récepteur reçoivent des puissances de signaux électroniques normales.

Cependant, l'étude des circuits CAG montre que ceux-ci assurent une tension constante et stable à la sortie de l'amplificateur FI à partir d'un certain niveau du signal d'entrée: les signaux de très faible puissance sont atténués (figure 2.9). Aussi s'arrange-t-on pour faire entrer en action le circuit CAG seulement lorsque la puissance du signal d'entrée au récepteur atteint un certain niveau (figure 2.9B). Le circuit CAG est dit **CAG retardé** à l'instar du circuit CAG conventionnel dit **CAG simple.**

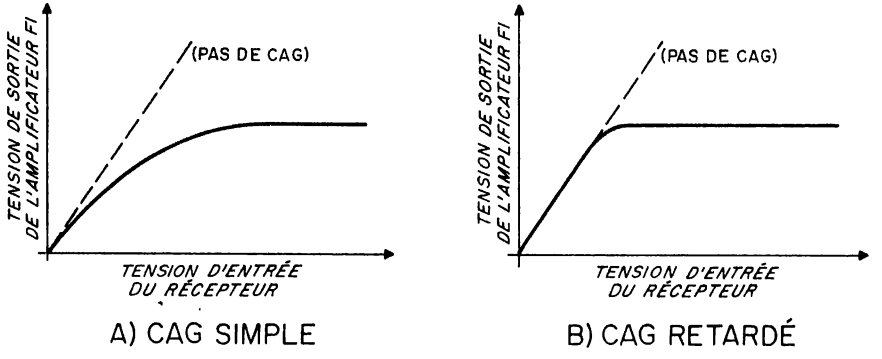

TENSION DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR FI
(PAS DE CAG)
TENSION D'ENTRÉE DU RÉCEPTEUR
A) CAG SIMPLE
TENSION DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR FI
(PAS DE CAG)
TENSION D'ENTRÉE DU RÉCEPTEUR
B) CAG RETARDÉ

Fig. 2.9. Effets d'un circuit CAG.

Précisons que les circuits CAG contrôlent automatiquement le gain des amplificateurs RF et FI seulement. Le contrôle de volume des sons se fait manuellement au niveau suivant c'est-à-dire celui de l'amplificateur audio.

b) **Sélectivité d'un récepteur:** La sélectivité d'un récepteur illustre la possibilité qu'a ce dernier de pouvoir isoler une certaine station des stations avoisinantes. Elle repose nécessairement sur la qualité des filtres ou des amplificateurs accordés utilisés dans le récepteur. Elle est mesurée dans les

mêmes conditions de mesure que la sensibilité; le récepteur est réglé de façon à capter une certaine station et l'on fait varier la fréquence du signal modulé branché à l'entrée du récepteur autour de la fréquence de porteuse correspondant à ladite station. Les tensions de sortie correspondant aux nouvelles fréquences sont comparées à la tension de sortie correspondant à la fréquence de porteuse de la station choisie.

L'atténuation de tension en fonction de la fréquence est représentée graphiquement et la courbe obtenue est dite courbe de sélectivité. La figure 2.10 représente une **courbe de sélectivité** type. Le **taux de sélectivité** est défini comme étant le rapport de la bande de fréquence atténuée de 0 à 3 dB à la bande de fréquence atténuée de 0 à 60 dB, la référence 0 dB correspondant au niveau de puissance de la fréquence centrale.

$$\text{taux de sélectivité} = \frac{W_{(-3\ dB)}}{W_{(-60\ dB)}} \times 100\% \qquad (2\text{-}3)$$

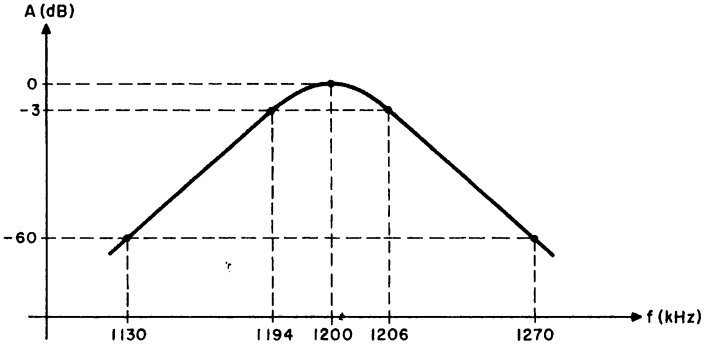


Fig. 2.10. Exemple de courbe de sélectivité d'un récepteur.

Un taux de sélectivité élevé signifie donc que la courbe de sélectivité est plus étroite et que l'accord global du récepteur est meilleur.

Dans l'exemple illustré à la figure 2.10, la fréquence de porteuse est 1200 kHz.

$$W_{(-3\ dB)} = 1206\ kHz - 1194\ kHz = 12\ kHz$$

et

$$W_{(-60\ dB)} = 1270\ kHz - 1130\ kHz = 140\ kHz$$

D'où le taux de sélectivité: $\frac{12 \times 10^3}{140 \times 10^3} \times 100\% = 8{,}5\%$

Ce taux de sélectivité est loin d'être satisfaisant: un récepteur portatif a un taux de sélectivité allant de 15 à 30% et un bon récepteur a un taux de sélectivité d'environ 50%.

La sélectivité d'un récepteur varie en fonction de la fréquence de porteuse choisie; elle est en général moins bonne quand la fréquence de porteuse augmente. L'amplification des étages accordés à fréquence intermédiaire joue un rôle majeur dans la détermination du taux de sélectivité d'un récepteur.

Certains récepteurs utilisent une bande de fréquence FI variable: une bande de fréquence plus grande permet la réception d'émission de haute fidélité tandis qu'une bande de fréquence plus petite améliore l'intelligibilité (moins de bruits entrent en jeu) et permet une meilleure séparation des stations adjacentes; par contre, la qualité de la réception est moins bonne car on ne capte qu'une faible partie des fréquences émises.

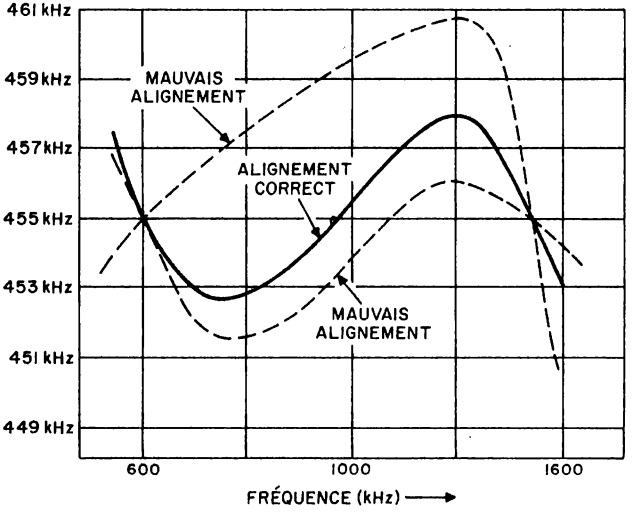


Fig. 2.11. Alignement d'un récepteur AM. Un bon alignement consiste à ajuster les circuits de façon à annuler l'erreur aux fréquences 600 kHz, 950 kHz et 1500 kHz.

Nous avons vu qu'en réglant l'oscillateur local d'un récepteur AM à la fréquence f_{LO}, nous pouvons indirectement accorder l'amplificateur RF à la fréquence f_c de façon à conserver une différence constante de 455 kHz entre ces deux fréquences. Il est techniquement impossible de conserver une différence exacte de 455 kHz pour toutes les stations. L'**alignement** d'un récepteur consistera à ajuster les circuits d'accord en laboratoire de de façon à minimiser l'écart possible de cette différence. Une technique d'alignement de récepteur commerciaux AM assez répandue, consiste à ajuster lesdits circuits de façon à obtenir une différence ($f_{LO} - f_c$) exactement égale à 455 kHz pour les stations émettant en AM sur les fréquences 600, 950 et 1500 kHz. L'erreur d'alignement est alors réduite à un maximum de 3 kHz (figure 2.11).

L'alignement FM s'effectue de la même façon que l'alignement AM sinon qu'en plus, il est nécessaire de procéder à l'alignement du démodulateur FM afin d'ajuster sa réponse en fréquence.

c) **Le problème de l'intermodulation:** Nous avons vu précédemment que des unités non linéaires introduisent deux formes de distorsion: la distorsion harmonique et la distorsion d'intermodulation. Cette dernière a lieu lorsque deux ou plusieurs fréquences sont appliquées au dispositif non linéaire.

La source de non linéarité la plus évidente est le mélangeur; cependant, l'étude des circuits amplificateurs montre que ceux-ci présentent des signes de non linéarité lorsqu'ils sont saturés. Ainsi, il y a lieu de vérifier que l'amplificateur RF de l'émetteur fonctionne en régime linéaire et que les circuits d'entrée du récepteur ne sont pas saturés par des courants d'entrée trop importants.

Lorsque le récepteur se trouve à proximité de l'émetteur, il y a de fortes chances qu'il soit saturé. S'il n'y a pas de possibilité d'éloignement géographique entre le récepteur et l'émetteur, on a recours à une exploitation bi-fréquence: l'émission et la réception se font à des fréquences différentes espacées de plusieurs MHz, afin d'éviter l'intermodulation. La fréquence d'émission d'un émetteur constitue la fréquence de réception du vis-à-vis et vice versa. Ce système de transmission, dit **duplex**, présente en plus l'avantage de pouvoir mener une conversation normale entre deux émetteurs-récepteurs: il n'est plus nécessaire de commuter l'émetteur-récepteur en mode d'émission ou de réception, comme c'est le cas pour la transmission **simplex** (monofréquence).

Un bon moyen de minimiser les fréquences d'intermodulation est d'utiliser des filtres tant à l'émetteur qu'au récepteur, et d'attribuer des canaux de fréquence à des espacement inégaux.

Par exemple, l'intermodulation entre deux signaux sur les fréquences 50 MHz et 50,1 MHz produira des signaux parasites aux fréquences 49,9 MHz et 50,2 MHz, lesquels peuvent correspondre à d'autres canaux utilisés. Un espacement inégal entre les fréquences attribuées à différents canaux contribue donc à minimiser les effets d'intermodulation.

Pour les émissions VHF, l'intermodulation peut se produire lorsque deux antennes émettrices se trouvent à proximité l'une de l'autre; il est donc préférable d'éloigner ces antennes ou encore d'utiliser des antennes directives lorsque cela est possible. Notons à ce propos que l'interaction entre les antennes est moins grande dans le cas d'antennes à polarisation verticale. De même, il sera préférable de pourvoir à un plus grand espacement entre les lignes de transmission pour réduire l'interaction. Ajoutons enfin que la rouille et la corrosion de la structure métallique d'une tour d'antenne sont aussi des sources de non linéarité et par suite, de fréquences d'intermodulation.

Réjection de la fréquence image: La fréquence d'intermodulation la plus critique est celle de la fréquence image, due au mélangeur.

Le rôle d'un mélangeur dans un récepteur hétérodyne est de combiner deux signaux: l'un à la fréquence de la porteuse f_c, l'autre à la fréquence de l'oscillateur local f_{LO}. La fréquence $(f_{LO} - f_c)$ du mélangeur doit être ajustée de manière à être égale à la fréquence intermédiaire f_{IF}:

$$f_{LO} - f_c = f_{IF}$$

Cette opération a pour effet de changer la fréquence de porteuse du signal modulé de fréquence variable f_c (qui dépend de la station choisie) à une fréquence fixe f_{IF}.

Cependant, la fréquence d'intermodulation entre un signal modulé dont la fréquence de porteuse est $(f_{LO} + f_{IF})$ et le signal provenant de l'oscillateur local f_{LO} est aussi égale à f_{IF}. Deux émissions sur les fréquences f_c et $(f_{LO} + f_{IF}) = (f_c + 2f_{IF})$ seront donc toutes deux remodulées sur la fréquence intermédiaire f_{IF} et par suite seront diffusées ensemble par le récepteur. La fréquence $(f_c + 2f_{IF})$ est dite **fréquence image** et est désignée par f_i: nous devrons donc oeuvrer de manière à éliminer cette fréquence image f_i avant qu'elle n'atteigne l'amplificateur FI.

Notons: $$f_i = f_c + 2f_{IF} \qquad (2\text{-}4)$$

Exemple:

Un récepteur AM est ajusté pour capter une station émettant sur 600 kHz. Quelle est la fréquence image ?

Pour capter cette station, il faut régler la fréquence de l'oscillateur local à la valeur de:

$$f_{LO} = f_c + f_{IF} = 600\ \text{kHz} + 455\ \text{kHz}$$

$$= 1055\ \text{kHz}$$

La fréquence image est:

$$f_i = f_c + 2f_{IF} = 600\,kHz + 2 \times 455\,kHz = 1510\,kHz$$

Cette fréquence de 1510 kHz est intermodulée avec la fréquence de 1055 kHz en une fréquence différence égale à la fréquence intermédiaire f_{IF}, soit 455 kHz.

La solution au problème de la fréquence image consiste à accorder l'amplificateur RF. Ainsi, dans l'exemple précédent, si l'on effectue en même temps le réglage de l'oscillateur local à la fréquence de 1055 kHz et l'accord de l'amplificateur RF à la fréquence de 600 kHz, la fréquence image de 1510 k Hz sera bloquée à l'étage d'amplification FI. Nous avons précisé plus haut qu'il est possible par un seul réglage manuel de choisir à la fois la fréquence d'accord de l'oscillateur local f_{LO} et indirectement celle de l'amplificateur RF. Il sera beaucoup plus important de régler exactement la fréquence f_{LO} afin d'isoler la station reçue des stations émettant à des fréquences voisines: aussi devra-t-on se contenter — faute de moyens techniques adéquats — d'un accord moins bon de l'amplificateur RF.

Le blocage ou la réjection de la fréquence image dépendra de la qualité du filtrage de l'étage d'amplification RF. Q étant le facteur de qualité du filtre utilisé dans l'étage d'amplification RF, **la réjection de la fréquence image** α est définie comme étant le rapport des gains des signaux dont les fréquences sont f_c et f_i et est donnée par l'expression:

$$\alpha = \sqrt{1 + Q^2 \rho^2} \qquad (2\text{-}5)$$

où

$$\rho = \frac{f_i}{f_c} - \frac{f_c}{f_i} \qquad (2\text{-}6)$$

Le taux de réjection de la fréquence image α se devra d'être aussi élevé que possible. On donne en réalité le taux de réjection 20 log α, exprimé en dB.

Exemple:

Le filtre utilisé à l'étage d'amplification RF d'un récepteur AM a un facteur de qualité Q = 120. Quelle est la réjection de la fréquence image lorsque l'on capte une station émettant sur 1000 kHz ?

La fréquence image est:

$$f_i = f_c + 2f_{IF} = 1000 + 2 \times 455 = 1910\,kHz$$

D'où le facteur ρ:

$$\rho = \frac{f_i}{f_c} - \frac{f_c}{f_i} = \frac{1910}{1000} - \frac{1000}{1910} = 1{,}38$$

et $\alpha = \sqrt{1 + Q^2\rho^2} = \sqrt{1 + (120)^2\,(1{,}38)^2} = 165{,}6$

soit 20 log 165,6 = 44,3 dB

Aussi, si nous considérons le spectre de sortie de l'étage d'amplification RF, nous trouverons deux bandes de fréquences centrées sur les fréquences respectives de 1000 kHz et 1910 kHz; l'amplitude de la première sera 165,6 fois supérieure à celle de la seconde.

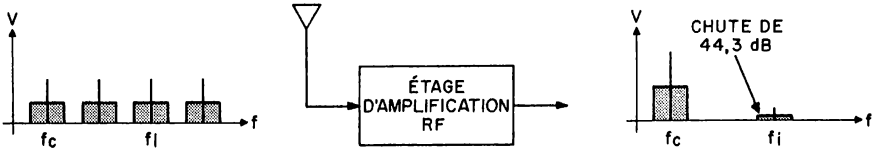


Fig. 2.12. Spectre d'entrée et de sortie de l'amplificateur RF.

Exemple:

Calculer, pour le récepteur précédent, la réjection de la fréquence image lorsque le récepteur est réglé à la fréquence de 25 MHz. Quel devrait être le facteur de qualité Q du filtre utilisé à l'étage d'amplification RF de façon à obtenir le même taux de réjection de la fréquence image que précédemment soit 165,6 (ou 44,3 dB) ?

La nouvelle fréquence image est: $f_i = f_c + 2f_{IF} = 25910$ kHz

$$\text{d'où } \rho = \frac{25910}{25000} - \frac{25000}{25910} = 0{,}0715$$

Pour un facteur de qualité Q = 120, nous obtenons:

$$\alpha = \sqrt{1 + (120)^2 \times (0{,}715)^2} = 8{,}64$$

soit 18,7 dB.

Pour obtenir un taux de réjection de fréquence image de 165,6 nous utiliserons un filtre dont le facteur de qualité Q' tel que:

$$165{,}6 = \sqrt{1 + Q'^2\,(0{,}715)^2}$$

$$Q' = \sqrt{\frac{(165{,}6)^2 - 1}{(0{,}0715)^2}} = 2316$$

Une dernière remarque concernant l'oscillateur local: celui-ci devra produire une fréquence variable; autant que possible, le récepteur sera conçu de façon à minimiser le rapport entre les fréquences maximale et minimale produites par l'oscillateur local.

Ainsi, en AM, nous pouvons choisir $f_{LO} = f_c + f_{IF}$ ou $f_{LO} = f_c - f_{IF}$. Etant donné que les émissions en AM* couvrent les fréquences allant de 540 kHz à 1650 kHz, l'oscillateur local devra couvrir les fréquences s'étalant de 995 kHz à 2105 kHz ou de 85 kHz à 1195 kHz. Aussi choisirons-nous la possibilité $f_{LO} = f_c + f_{IF}$ car le rapport entre les fréquences maximale et minimale de l'oscillateur local est 2,11; ce rapport est bien inférieur à la valeur 14 que nous aurions obtenue en choisissant la seconde possibilité.

En FM, le rapport entre fréquences maximale et minimale de l'oscillateur local est de 1,2 si $f_{LO} = f_c + f_{IF}$ et de 1,25 si $f_{LO} = f_c - f_{IF}$. La différence entre ces rapports est minime et le choix des fréquences de l'oscillateur local importe peu. Il est plus courant cependant de rencontrer des mélangeurs soustractifs tels que $f_{LO} = f_c - f_{IF}$.

La suppression de la fréquence image est bien mieux réussie lorsque celle-ci est supérieure à la fréquence maximale captée par le récepteur. Un récepteur utilisant des filtres à cristaux pour fréquences VHF permet de contourner les difficultés rencontrées quant au choix des éléments de syntonisation de l'oscillateur local et d'obtenir un excellent taux de réjection de la fréquence image.

d) **Le récepteur hétérodyne double:** Un tel récepteur effectue une double conversion de la fréquence de porteuse du signal modulé: celle-ci passera de f_c à f_{IF_1}, puis de f_{IF_1} à f_{IF_2} avant d'être démodulée. De la sorte, la station captée est mieux isolée des stations émettant sur des fréquences avoisinant celles de la station captée, et la fréquence image est mieux rejetée. Le récepteur hétérodyne double est pratiquement toujours utilisé pour les émissions en HF surtout pour les émissions SSB. La première fréquence intermédiaire est choisie approximativement égale à 2 MHz, la seconde à 100 kHz. Le principe d'hétérodyne double ne présente cependant pas d'avantages notoires pour les émissions en MF ou pour les émetteurs en général.

* *Définition anglo-saxonne de l'AM (qui se réduit à la bande PO).*

e) **Circuits additionnels:**

I) Contrôle de fréquence automatique (CAF)

Un circuit CAF a pour but d'éviter une perte d'accord dans les récepteurs, assurant ainsi leur stabilité. Un tel circuit s'avère utile lorsque les bandes de fréquences des signaux reçus sont étroites, comme c'est le cas pour les émissions en SSB.

Essentiellement, un circuit CAF consiste à détecter les écarts de fréquences entre la porteuse du signal de sortie de l'amplificateur FI et la fréquence FI théorique et faire varier en conséquence la fréquence de l'oscillateur local. Nous aurons l'occasion d'en expliquer le fonctionnement en détail par la suite.

II) Le silencieux (muting)

Supposons qu'un récepteur soit destiné à recevoir certains messages à des temps non déterminés: le récepteur devra fonctionner continuellement. Il risque de se produire un bruit de fond fort désagréable dû aux bruits électromagnétiques parvenant à l'antenne ou aux bruits électriques créés dans le récepteur même. Il en serait de même lorsqu'en réglant le récepteur nous voulons choisir une émission: entre les bandes de fréquences propres aux diverses stations il y a une certaine marge de sécurité où seuls les bruits dominent. Le but d'un silencieux est d'éliminer ces bruits.

Pour cela, nous devrons prévoir un dispositif qui bloque les signaux de trop faible puissance avant même leur arrivée au haut-parleur. Ce dispositif consistera à faire fonctionner l'amplificateur audio qu'à partir d'un certain niveau de tension d'entrée. L'inconvénient d'un silencieux est qu'il élimine les émissions radio de très faible puissance, aussi le construit-on de façon à en rendre l'usage facultatif au moyen d'un commutateur spécial.

III) Limiteur

Les éclairs ou les allumages de divers appareils électriques provoquent de forts crépitements de brève durée dans le récepteur. Pour éviter de tels effets, on peut prévoir un circuit dont la fonction sera de détecter les variations électriques trop brusques (un circuit différentiateur généralement) afin de déconnecter le détecteur pendant un intervalle de temps très bref; ce temps ne dépasse pas quelques dizièmes de secondes et ne nuit pratiquement pas à la réception.

IV) Indicateur

Les anciens récepteurs contenaient un **oeil magique** ou **oeil cathodique** permettant d'effectuer le contrôle visuel du réglage d'un récepteur radio: des bandes phosphorescentes plus ou moins longues indiquaient la puissance moyenne du signal d'entrée. Les récepteurs actuels sont dotés d'un instrument de mesure dont la fonction est identique à celle de l'oeil magique. Il s'agit le plus souvent d'un ampèremètre à courant continu placé à l'intérieur de l'unité d'amplification FI. Cet indicateur permet d'effectuer un réglage plus précis de l'accord du récepteur: quand la déviation de l'aiguille de l'indicateur est à son maximum, la puissance moyenne du signal d'entrée est maximale.

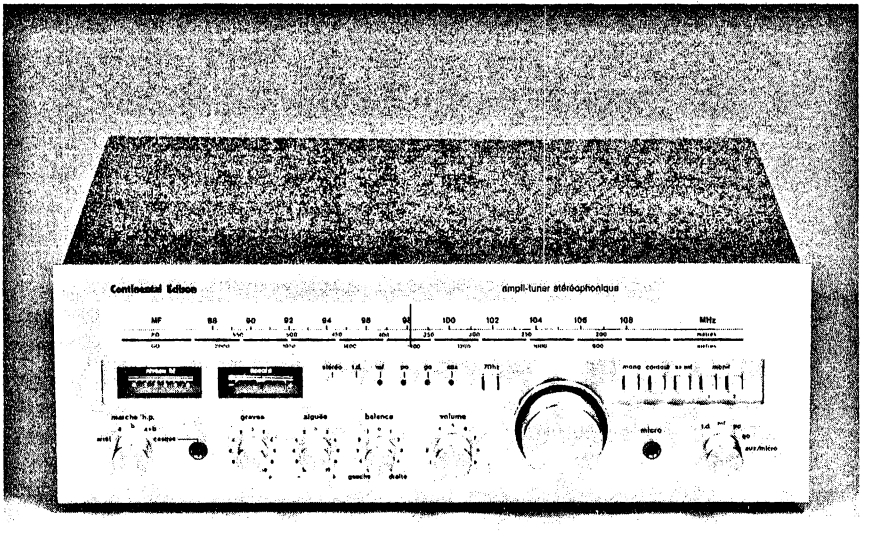


Fig. 2.13. Face avant d'un récepteur de haute-fidélité montrant les différents réglages.

V) Calibration de l'échelle des fréquences d'un récepteur

Il arrive qu'il soit nécessaire de réajuster la position de l'aiguille sur le cadran d'un récepteur. Un oscillateur à cristal qui produit une fréquence d'oscillation extrêmement stable est utilisé à cette fin: cet oscillateur produit un signal de fréquence fixe qui est acheminé vers le récepteur. Il s'ensuit un sifflement dont l'amplitude est maximale lorsque le récepteur est réglé à la fréquence d'oscillation du cristal. Au cas où le curseur n'indique pas cette même fréquence, il faudra le faire glisser sur le fil qui le supporte (sans toucher au bouton d'accords sur stations), de façon à ce qu'il indique la fréquence d'accord exacte.

VI) Multiplicité de récepteurs ("Multipath")

Lorsqu'une émission électromagnétique est sujette à des évanouissements dus à la non homogénéité de l'atmosphère, elle peut parvenir au récepteur avec des intensités différentes. De même, certaines fréquences de l'émission peuvent être absorbées par l'atmosphère. En remède à cette situation, deux solutions sont possibles: la première consiste à construire plusieurs/ antennes pour le récepteur: il y a alors autant de récepteurs qu'il y a d'antennes et seul celui qui reçoit la plus grande puissance de signal est connecté à l'amplificateur audio. La seconde consiste à émettre le même message sur des fréquences différentes puis à opérer d'une façon analogue à précédemment. Cette dernière solution est utilisée dans les communications navales.

3. RECAPITULATION DES FONCTIONS ESSENTIELLES D'UN RECEPTEUR

a) **L'amplificateur RF:** L'amplificateur RF peut être omis dans un récepteur hétérodyne; cependant, sa présence assure un meilleur gain et donc une meilleure sensibilité, une sélectivité supérieure ainsi qu'un rejet plus efficace de la fréquence image.

b) **L'oscillateur local:** L'oscillateur local devra produire une fréquence variable; autant que possible, la conception du récepteur devra minimiser le rapport entre les fréquences maximale et minimale produites par l'oscillateur local.

c) **Le mélangeur:** Dans le cas où un amplificateur ou un élément non linéaire servent de mélangeur, la non linéarité de ces derniers devra, autant que possible, être quadratique afin d'éviter l'apparition de fréquences d'intermodulation indésirables.

d) **L'amplificateur FI:** L'accord en basse fréquence est beaucoup plus facilement réalisable et assure une meilleure sélectivité. Par contre, il en résulte un rejet de fréquence image moins efficace. Aussi faudra-t-il se contenter d'un compromis. La fréquence intermédiaire f_{IF} devra être choisie en dehors des domaines des fréquences captées par le récepteur, sans quoi il se produirait un sifflement de basse fréquence lorsque ce dernier est réglé à une fréquence proche de f_{IF}. Il est courant d'utiliser deux ou trois étages d'amplification FI en cascade.

e) **Le détecteur:** Le détecteur introduira généralement une certaine distorsion du signal modulant; celle-ci pourra être acceptée dans la mesure où l'oreille humaine y est insensible.

f) **L'amplificateur audio:** La puissance et l'impédance de sortie de l'amplificateur audio devront être adaptées au haut-parleur; le contrôle de volume se situera généralement à l'entrée de l'amplificateur audio.

3. ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS SPÉCIFIQUES

Plusieurs considérations sont à envisager lorsqu'il s'agit de fixer son choix sur un émetteur-récepteur à commencer par le choix du type de modulation; celui-ci va dépendre de la bande de fréquence utilisable.

La portée d'une émission va évidemment dépendre de la puissance de l'émetteur. D'autres facteurs cependant influent sur la portée d'une émission; le choix de la fréquence de porteuse qui détermine le mode de propagation adéquat (ondes de sol, ondes directes ou ondes réfléchies par la ionosphère), la hauteur du mât d'antenne pour les émissions en ondes directes notamment, le type de ligne de transmission joignant l'antenne à l'amplificateur RF et le gain de puissance de l'antenne émettrice.

La nature du terrain (humide, rocailleux) influe sur la portée d'une onde LF. Il en est de même pour la zone de réception (rurale, urbaine) dans les cas d'ondes VHF ou UHF.

Il faut ajouter à cela les caractéristiques du récepteur: gain d'antenne, type de ligne de transmission, niveau de bruit électrique et, bien entendu, sensibilité.

En matière de radiodiffusion commerciale AM ou FM, les bandes de fréquence sont bien définies, et les fréquences intermédiaires sont standards. La conception de l'émetteur et du récepteur que nous envisagerons pourra également être appliquée à la radiodiffusion non commerciale.

1. L'EMETTEUR-RECEPTEUR AM

L'émetteur-récepteur jusqu'ici présenté peut être considéré comme un émetteur-récepteur AM. En nous référant au spectre de la modulation AM, nous pouvons représenter les formes d'ondes ainsi que le spectre des signaux d'entrée et de sortie des différentes unités. Nous supposerons que les unités utilisées sont idéales. Pour plus de simplicité, le message audio sera considéré comme étant constitué d'une seule composante spectrale f_m et non d'un ensemble de composantes spectrales couvrant toutes les fréquences audio (20 Hz à 20 kHz).

a) **L'émetteur-récepteur direct:** Les figures 3.1 et 3.2 présentent un émetteur et un récepteur. Les formes d'onde et les spectres des signaux correspondant aux différents points de vérification (chiffres encerclés) figurant sur l'émetteur-récepteur sont représentés séparément.

b) **L'émetteur-récepteur hétérodyne:** Présentons de la même manière le récepteur hétérodyne (figure 3.3). Notons que la sortie du mélangeur comporte des fréquences somme et différence et que les premières sont bloquées par l'amplificateur accordé (FI). La sortie de l'unité CAG est en général un signal continu proportionnel à l'intensité du signal de la sortie de l'amplificateur FI. Son rôle est de faire varier le gain des amplificateurs RF et FI de façon à conserver un niveau d'amplitude stable à l'entrée de l'amplificateur audio.

c) **Les unités de modulation et de détection:** Il existe plusieurs types de modulateurs AM. Le plus courant est un **amplificateur à gain variable** dont le gain est contrôlé par le signal modulant: en effet, la modulation AM consiste à amplifier le signal de porteuse proportionnellement au message modulant (figure 3.4A).

Une autre méthode consiste à additionner le signal modulant à celui de la porteuse; le signal obtenu passe par une **unité non linéaire** de préférence à distorsion quadratique. De ce fait, les composantes spectrales du signal AM sont créées et peuvent être isolées au moyen d'un filtre adéquat (figure 3.4B).

Une dernière méthode enfin consiste à utiliser un **modulateur de commutation**: un commutateur dont la fréquence d'ouverture (ou de fermeture) est celle de la porteuse, bloque le signal modulant à intervalles réguliers. Un circuit oscillant recueille les échantillons du signal AM et permet de construire les oscillations propres à une onde AM (figure 3.4C).

La détection AM peut être incohérente ou cohérente. La première utilise un **détecteur d'enveloppe** fort simple (figure 3.5A); la seconde utilise un **démodulateur de produit:** en effet, le produit d'une onde AM et d'une onde dont la fréquence est celle de la porteuse engendre, entre autres, le signal modulant qui pourra être isolé au moyen d'un filtre (figure 3.5B).

2. L'EMETTEUR-RECEPTEUR DSB, SSB et VSB

a) **DSB:** La modulation DSB* ou DSB-SC consiste à émettre le spectre d'une onde AM moins la porteuse. Utiliser un filtre pour éliminer la porteuse d'un signal AM n'est guère pratique car les basses fréquences du message audio seraient inévitablement éliminées en même temps que la porteuse.

* *Voir "La modulation", même collection.*

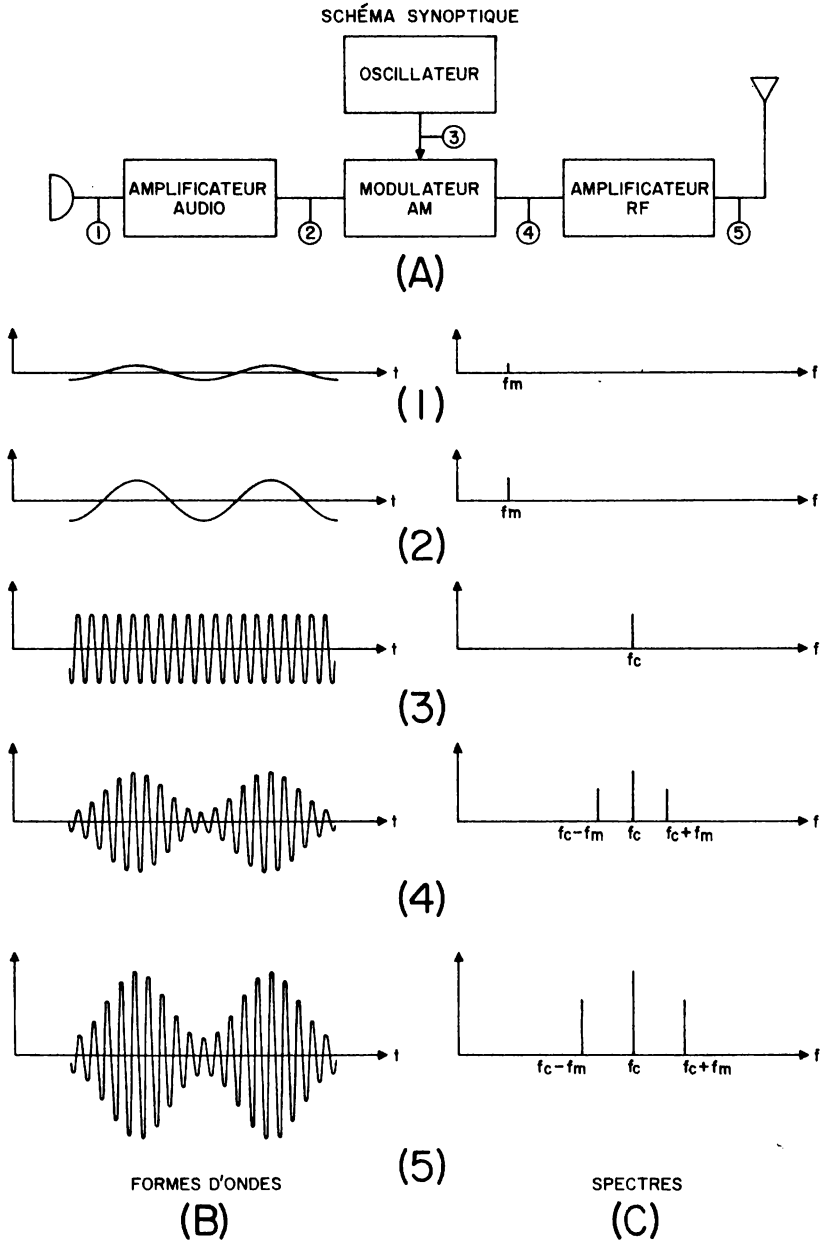


Fig. 3.1. L'émetteur direct AM.

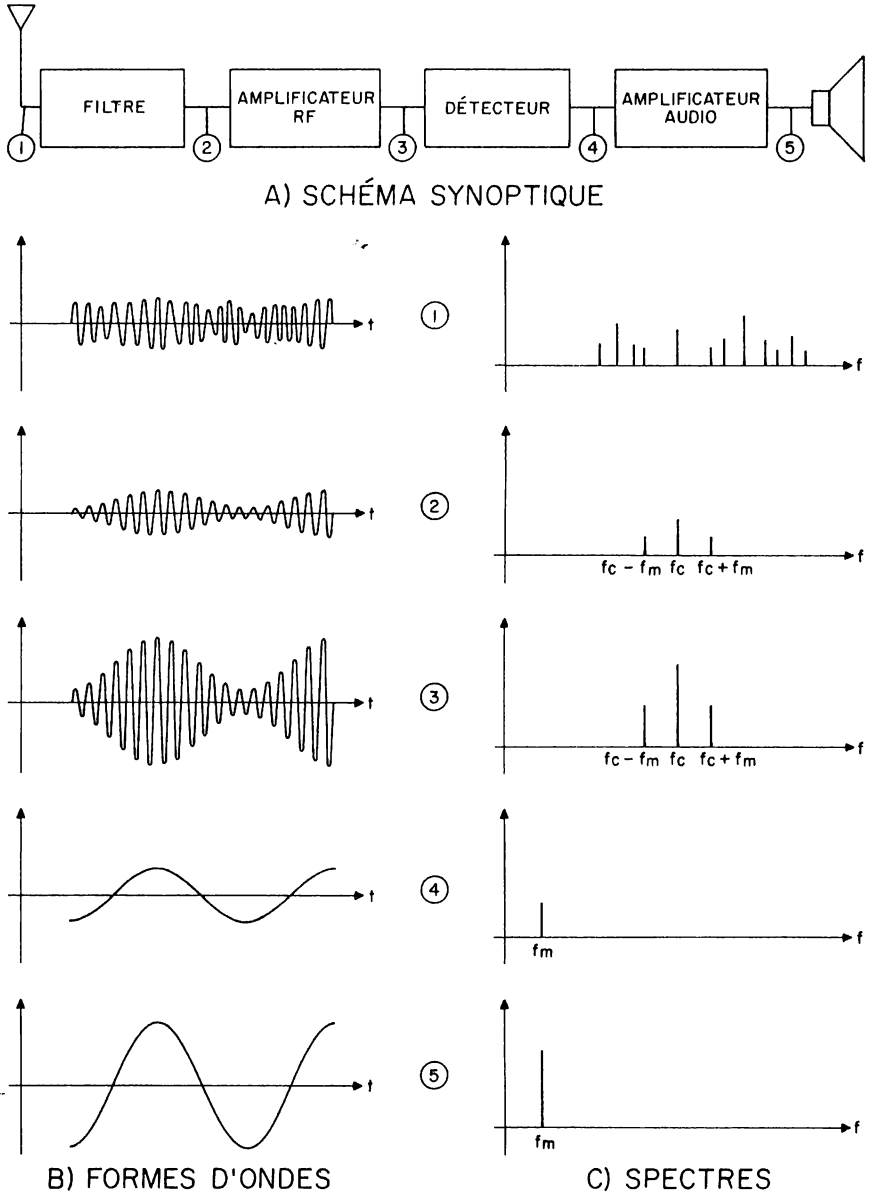


Fig. 3.2. Le récepteur direct AM.

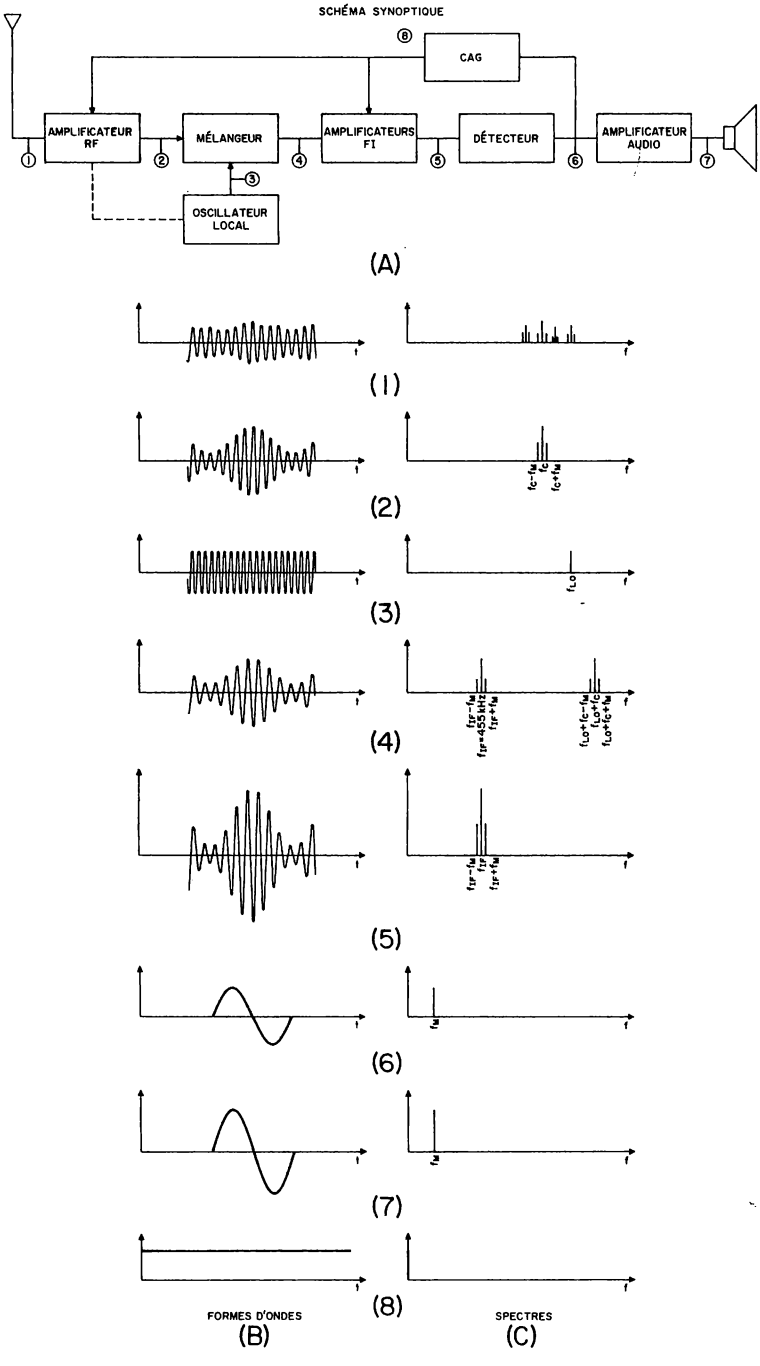


Fig. 3.3. Le récepteur hétérodyne AM.

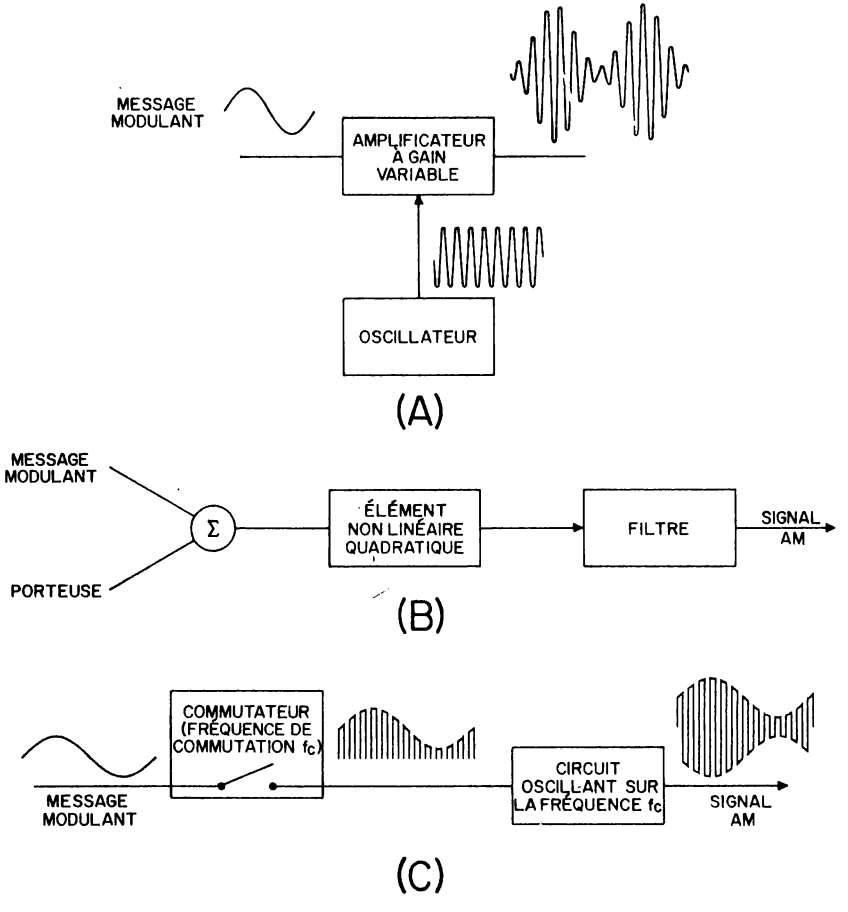


Fig. 3.4. A. Modulateur utilisant un amplificateur à gain variable. Le gain de l'amplificateur est contrôlé par le message modulant.
B. Modulateur AM utilisant un élément non linéaire.
C. Modulateur AM utilisant un commutateur à la fréquence de porteuse f_c.

Le **modulateur de produit** consiste à multiplier la porteuse au signal modulant: le produit est en fait une onde modulée en DSB, (figure 3.6A). Cependant, nous risquons d'introduire un certain nombre d'harmoniques ou de fréquences d'intermodulation dues à la non linéarité des circuits.

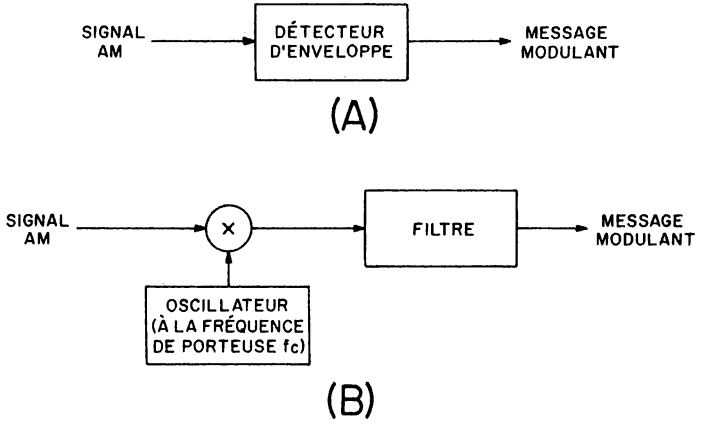


Fig. 3.5. Démodulateurs AM.
A. Démodulateur AM utilisant un détecteur d'enveloppe.
B. Démodulateur de produit AM.

Le **modulateur équilibré** permet d'annuler les harmoniques et les fréquences d'intermodulation indésirables: deux unités non linéaires à distorsion quadratique reçoivent respectivement la somme et la différence des signaux modulants v_1 et de la porteuse v_2. Les tensions de sortie de ces unités non linéaires seront:

$$A = a_o + a_1(v_2 - v_1) + a_2(v_2 - v_1)^2$$

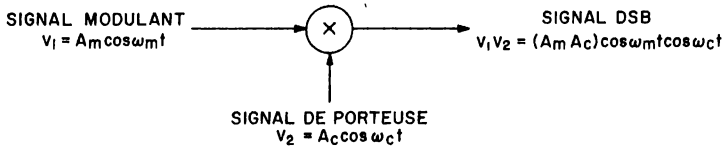
$$B = a_o + a_1(v_2 + v_1) + a_2(v_2 + v_2)^2$$

En soustrayant les signaux A et B, nous obtenons:

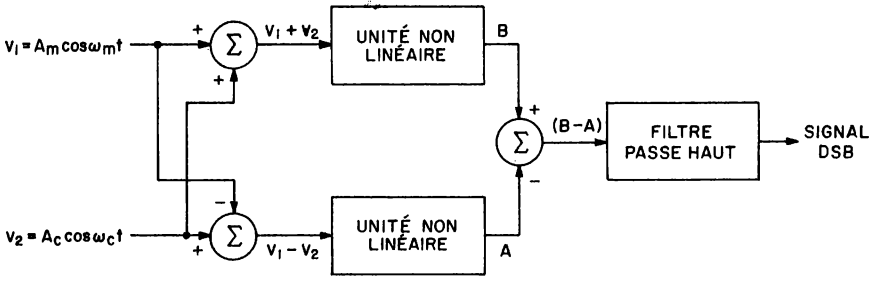
$$B - A = 2a_1 v_1 + 4a_2 v_1 v_2$$

Le produit $v_1 v_2$ nous intéresse car il représente le message modulé en DSB. Le signal $2a_1 v_1$ est un signal audio de basse fréquence qui pourra être facilement éliminé au moyen d'un filtre. Ajoutons que des unités non linéaires à distorsion cubique donneraient des résultats similaires.

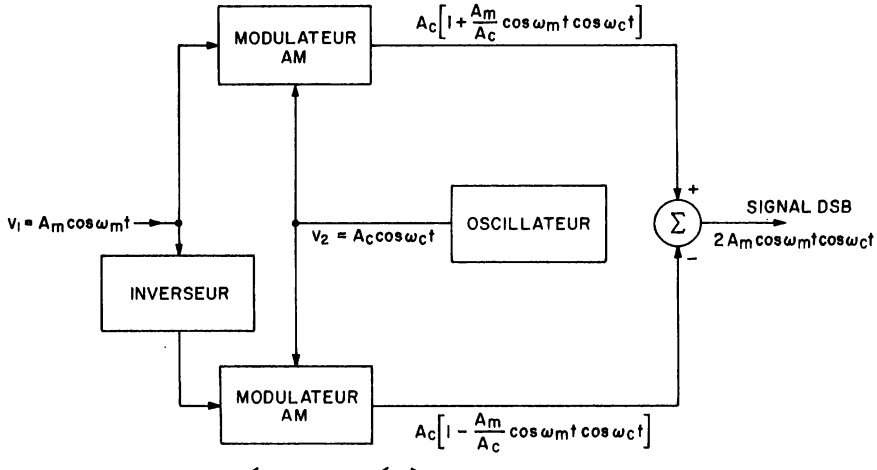
Une autre forme de modulateur équilibré est obtenue à partir de modulateurs AM: les signaux modulants v_1 et $-v_1$ modulent en AM une porteuse v_2. La différence entre les signaux modulés est proportionnelle au produit $v_1 v_2$ et constitue donc un signal DSB. En effet, pour $v_1 = A_m \cos \omega_m t$ et $v_2 = A_c \cos \omega_c t$, les sorties des modulateurs AM seront:



A) MODULATEUR DE PRODUIT



B) PRINCIPE DU MODULATEUR ÉQUILIBRÉ



C) MODULATEUR ÉQUILIBRÉ À PARTIR DE MODULATEURS AM

Fig. 3.6. Modulateurs DSB.

$$A_c\left(1 + \frac{A_m}{A_c} \cos \omega_m t \cos \omega_c t\right)$$

et

$$A_c\left(1 - \frac{A_m}{A_c} \cos \omega_m t \cos \omega_c t\right)$$

La différence entre ces deux signaux AM, soit: $2 A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t$ est proportionnelle au produit $v_1 v_2$. Rappelons que les deux modulateurs utilisés sont identiques et que l'amplitude de porteuse A_c est fixe, ce qui fait que ladite différence reste proportionnelle au produit $v_1 v_2$.

Le schéma synoptique d'un émetteur DSB ne présente aucune particularité par rapport à celui d'un émetteur AM: il suffit de remplacer l'unité de modulation AM par celle de modulation DSB dans les schémas synoptiques d'un émetteur AM direct ou hétérodyne.

La **démodulation en DSB** peut être non cohérente ou cohérente. La première consiste à reconstituer la porteuse dans le récepteur et à l'additionner au signal modulé en DSB: le signal ainsi obtenu est un signal AM que l'on pourra démoduler au moyen d'un détecteur d'enveloppe (figure 3.7A).

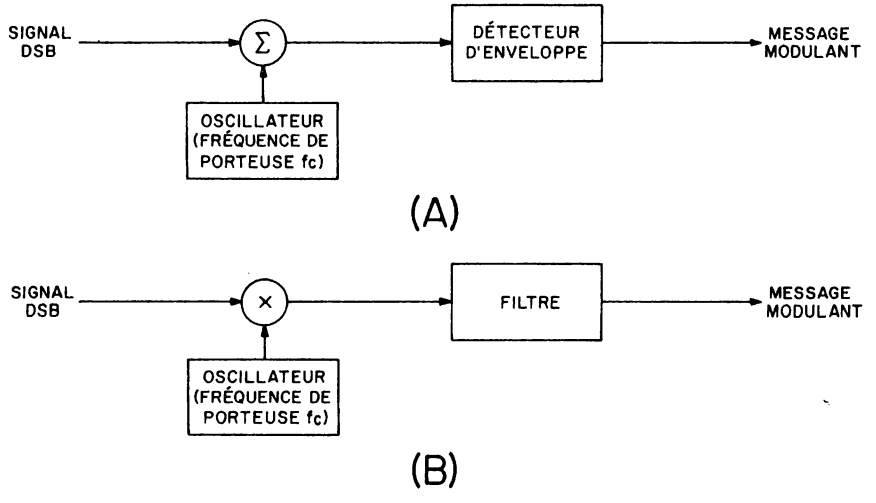


Fig. 3.7. Démodulateurs DSB.
A. Démodulation non cohérente.
B. Démodulation cohérente.

La démodulation cohérente a, nous l'avons vu précédemment, des performances très supérieures; elle consiste en un multiplicateur du signal modulé en DSB et de la porteuse reconstituée dans le récepteur, suivi d'un filtre passe-bas, (figure 3.7B).

Afin d'effectuer une bonne démodulation cohérente, il est toujours préférable de reconstituer la porteuse à partir du signal modulé. Pour cela, le signal DSB passe par une unité non linéaire à distorsion quadratique, puis un filtre centré approximativement sur $2f_c$, f_c représentant la fréquence de porteuse. Un diviseur de fréquence suivi d'un filtre à bande étroite centré sur f_c permettent de retrouver le signal de référence de fréquence f_c.

Synchronisation de phase de l'oscillateur local: Il est évident que la démodulation d'un signal DSB sera d'autant meilleure que la fréquence de porteuse sera plus exactement reconstituée. Cette porteuse devra être en phase avec la porteuse du signal modulé: désignons par v_1 le signal modulé, par $v_1 \cos(\omega_c t + \phi_c)$ le signal DSB et par $\cos(\omega_c t + \phi_o)$ le signal de porteuse reconstitué au récepteur. La sortie du démodulateur de produit sera proportionnelle à:

$$v_1 \cos(\omega_c t + \phi_c) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_o) = \frac{v_1}{2}\left[\cos(\phi_c - \phi_o) + \cos(2\omega_c t + \phi_c + \phi_o)\right]$$

Si le modulateur de produit est suivi d'un filtre passe-bas, la sortie de ce filtre reste proportionnelle à:

$$\frac{v_1}{2} \cos(\phi_c - \phi_o)$$

Si la différence de phase entre la porteuse du signal modulé et celle de la porteuse reconstituée au récepteur est 90°, nous obtiendrons un signal de sortie nul !

Le dispositif représenté à la figure 3.8 permet de détecter la différence de phase $(\phi_c - \phi_o)$. La grandeur $(\phi_c - \phi_o)$ servira à corriger la phase du signal de porteuse reconstitué au récepteur.

En se rapportant aux indications de la figure 3.8, nous aurons les signaux suivants aux différents points de vérification:

1. $v_1 \cos(\omega_c t + \phi_c) \cos(\omega_c t + \phi_o)$

2. $v_1 \cos(\omega_c t + \phi_c) \sin(\omega_c t + \phi_o)$

3. $\frac{V_1}{2} \cos(\phi_c - \phi_o)$

4. $-\frac{V_1}{2} \sin(\phi_c - \phi_o)$

5. $-\frac{1}{2}\left(\frac{V_1}{2}\right)^2 \sin 2(\phi_c - \phi_o) = -\frac{(A_m \cos \omega_m t)^2}{8} \sin 2(\phi_c - \phi_o)$

6. $-\frac{A_m^2}{16} \sin 2(\phi_c - \phi_o)$

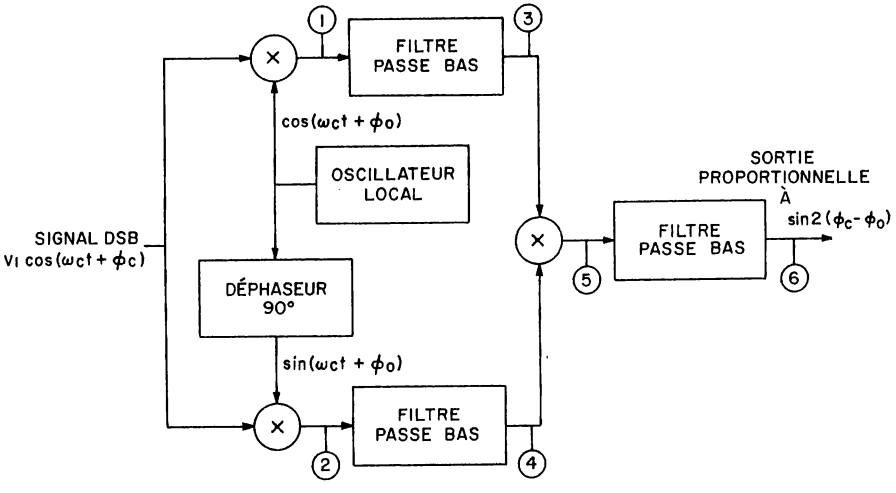


Fig. 3.8. Synchronisation de phase de l'oscillateur local.

Le signal au point 5 possède une composante continue proportionnelle à $-\frac{A_m^2}{16} \sin 2(\phi_c - \phi_o)$. Cette grandeur servira à corriger la phase de l'oscillateur local: la correction sera nulle lorsque les phases seront synchronisées, c'est-à-dire lorsque $\phi_c = \phi_o$.

Rappelons qu'un circuit CAF pourra servir à corriger l'écart de fréquence existant entre la fréquence de porteuse du signal de CAF et celle de l'oscillateur local, le cas échéant.

b) **SSB:** La génération d'un signal SSB* peut être faite **à partir d'un signal AM ou DSB** suivi d'un filtre adéquat. Du fait que le filtre bloquera inévitablement les basses fréquences audio, il apparaîtra généralement une distorsion importante. C'est la raison pour laquelle la modulation SSB est réservée à la parole et non à la musique. Pour réduire cette distorsion, la modulation AM ou DSB se fait à des fréquences pour lesquelles nous disposons de filtres de très haute qualité tels les filtres à cristaux. Une fois constitué, le signal SSB peut être mélangé à un signal provenant de l'oscillateur local qui déterminera la fréquence de porteuse du signal SSB émis par l'antenne.

Une méthode de modulation SSB ne nécessitant pas de filtres de haute qualité a été présentée dans le volume précédent *; l'on utilise **des déphaseurs de 90°** dont l'effet est de transformer une expression en cosinus en expression en sinus et vice versa. Selon que l'unité finale effectue l'addition ou la soustraction des signaux qui y arrivent, nous obtenons un message LSB ou USB.

Une troisième méthode proposée par **Weaver** contourne la difficulté pratique consistant à produire un même déphaseur de 90° pour toutes les fréquences audio. Un déphaseur de 90° est utilisé pour une seule fréquence f_o et le message audio module en DSB les porteuses cos $\omega_o t$ après quoi un filtre passe-bande recueille les parties LSB de ces deux signaux DSB. A nouveau ces deux signaux LSB atteignent des modulateurs équilibrés et modulent les porteuses cos $\omega_c t$ et sin $\omega_c t$. L'addition ou la soustraction des deux sorties des modulateurs équilibrés conduit enfin à un message USB ou LSB.

Cette dernière méthode utilise des filtres passe-bande centrés à des fréquences fixes, ce qui constitue un gros avantage par rapport à la première méthode. Elle présente l'avantage de ne pas avoir de distorsion comme celle qui est causée par des déphaseurs non idéaux; c'est donc la meilleure des méthodes de génération de signal SSB.

Mathématiquement, nous pouvons vérifier que les signaux en divers points du récepteur sont proportionnels à:

1. $\sin \omega_m t$

2. $\cos \omega_o t \sin \omega_m t = \frac{1}{2} [\sin (\omega_o + \omega_m)t - \sin (\omega_o - \omega_m)t]$

* *Voir "La modulation", même collection.*

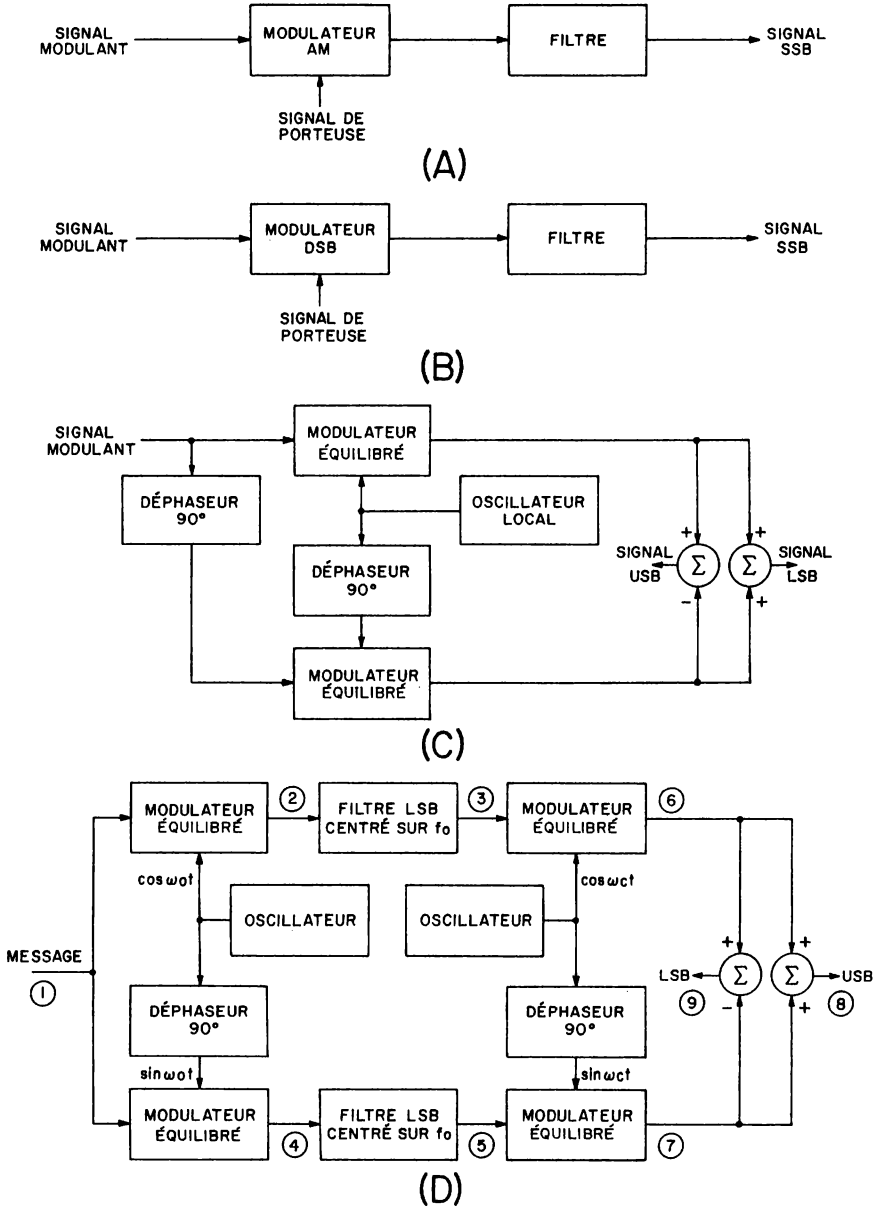


Fig. 3.9. Modulateurs SSB:
A. Modulation SSB à partir d'un modulateur AM.
B. Modulation SSB à partir d'un modulateur DSB.
C. Modulation SSB utilisant des déphaseurs et des modulateurs équilibrés.
D. Génération d'un signal SSB par la méthode de Weaver.

3. $-\frac{1}{2}\sin(\omega_o - \omega_m)t$

4. $\sin \omega_o t \sin \omega_m t = \frac{1}{2}[\cos(\omega_o - \omega_m)t - \cos(\omega_o + \omega_m)t]$

5. $\frac{1}{2}\cos(\omega_o - \omega_m)t$

6. $-\frac{1}{2}\sin(\omega_o - \omega_m)t \cos \omega_c t = -\frac{1}{4}[\sin(\omega_c + \omega_o - \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_o + \omega_m)t]$

7. $\frac{1}{2}\cos(\omega_o - \omega_m)t \sin \omega_c t = \frac{1}{4}[\sin(\omega_c - \omega_o + \omega_m)t + \sin(\omega_c + \omega_o - \omega_m)t]$

8. $\frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_o + \omega_m)t$

9. $\frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_o - \omega_m)t$

Ainsi, la porteuse sera soit $(f_c - f_o)$ et le signal construit est un signal USB, soit $(f_c + f_o)$ et le signal construit est un signal LSB.

La démodulation d'un signal SSB est faite par un mélangeur ou par un démodulateur de produit. Le rôle du mélangeur consiste à extraire la fréquence de porteuse f_c à partir du signal modulé dont la fréquence est $f_c + f_m$ ou $f_c - f_m$ selon que celui-ci est USB ou LSB. Un rôle similaire incombe au démodulateur de produit (figure 3.10). Rappelons-en rapidement le principe: $A_m \cos \omega_m t$ et $A_c \cos \omega_c t$ représentant respectivement le message modulant et la porteuse, le signal USB est proportionnel à $A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t$. Multiplions ce signal par un second, lui-même proportionnel à $\cos \omega_c t$.

Nous obtiendrons:

$$A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t \cos \omega_c t = \frac{A_m}{2}[\cos(2\omega_c + \omega_m)t + \cos \omega_m t]$$

La haute fréquence $(2f_c + f_m)$ est éliminée par le filtre passe-bas et le signal recueilli à la sortie de ce dernier est proportionnel au message modulant $A_m \cos \omega_m t$.

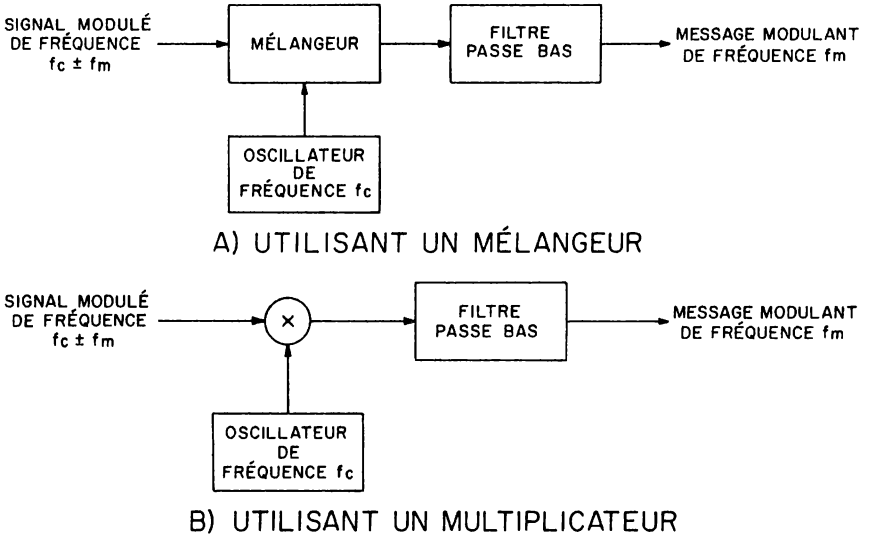

SIGNAL MODULÉ DE FRÉQUENCE fc ± fm
MÉLANGEUR
FILTRE PASSE BAS
MESSAGE MODULANT DE FRÉQUENCE fm
OSCILLATEUR DE FRÉQUENCE fc
A) UTILISANT UN MÉLANGEUR
SIGNAL MODULÉ DE FRÉQUENCE fc ± fm
×
FILTRE PASSE BAS
MESSAGE MODULANT DE FRÉQUENCE fm
OSCILLATEUR DE FRÉQUENCE fc
B) UTILISANT UN MULTIPLICATEUR

Fig. 3.10. Démodulateurs SSB.

La modulation SSB-TC consiste à émettre, en plus du signal SSB, la porteuse ou une fraction de la porteuse. Il n'est pas nécessaire d'émettre intégralement la porteuse, sans quoi l'avantage majeur de la modulation SSB – à savoir l'économie de puissance – n'est pas exploité; aussi se contente-t-on d'émettre une fraction de l'énergie de la porteuse; celle-ci servira de référence dans le récepteur (figure 3.11).

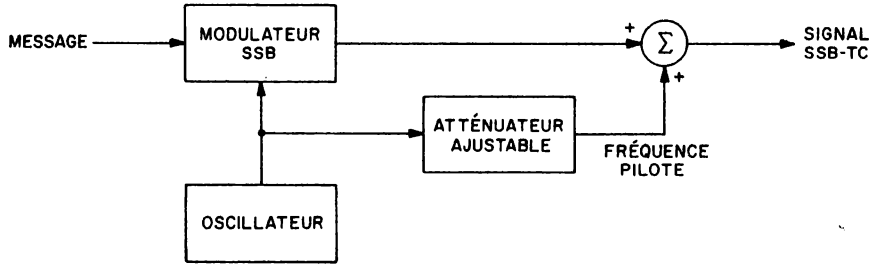


Fig. 3.11. Modulateur SSB-TC.

La démodulation d'un signal SSB-TC est fortement simplifiée étant donné que la porteuse exacte est contenue dans le signal modulé: aussi recueille-t-on celui-ci par un filtre approximativement réglé à la fréquence de porteuse. Le signal recueilli est acheminé vers un démodulateur de produit qui effectue la détection du message modulant. Dans le cas où seule une fraction de la fréquence pilote a été émise dans le signal SSB-TC, il y aura besoin de l'amplifier avant de l'acheminer vers le démodulateur de produit. Un tel type de détection est dit **homodyne** (figure 3.12).

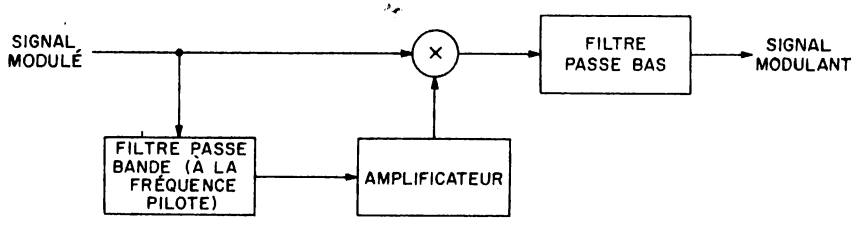


Fig. 3.12. Démodulateur SSB-TC (démodulation homodyne).

Le récepteur hétérodyne SSB:

Ce type de récepteur est fréquemment utilisé dans les communications aériennes. La figure 3.13 représente schématiquement un tel récepteur ainsi que les spectres des signaux obtenus en des points de vérification clé. Nous avons considéré cette fois-ci que le message modulant occupe les fréquences audio allant de 0 à f_M ; cette représentation est beaucoup plus complète et précise que celle qui a été précédemment utilisée dans l'étude du récepteur AM.

c) **VSB:** Un signal VSB-SC peut être construit à partir d'un signal DSB suivi d'un filtre adéquat. Il est possible d'associer une partie de l'énergie de la porteuse et la modulation devient VSB-TC (figure 3.14). Il est également possible de construire un signal VSB-TC à partir d'un signal AM suivi d'un filtre adéquat. Pour la démodulation VSB-TC, un simple détecteur d'enveloppe convient.

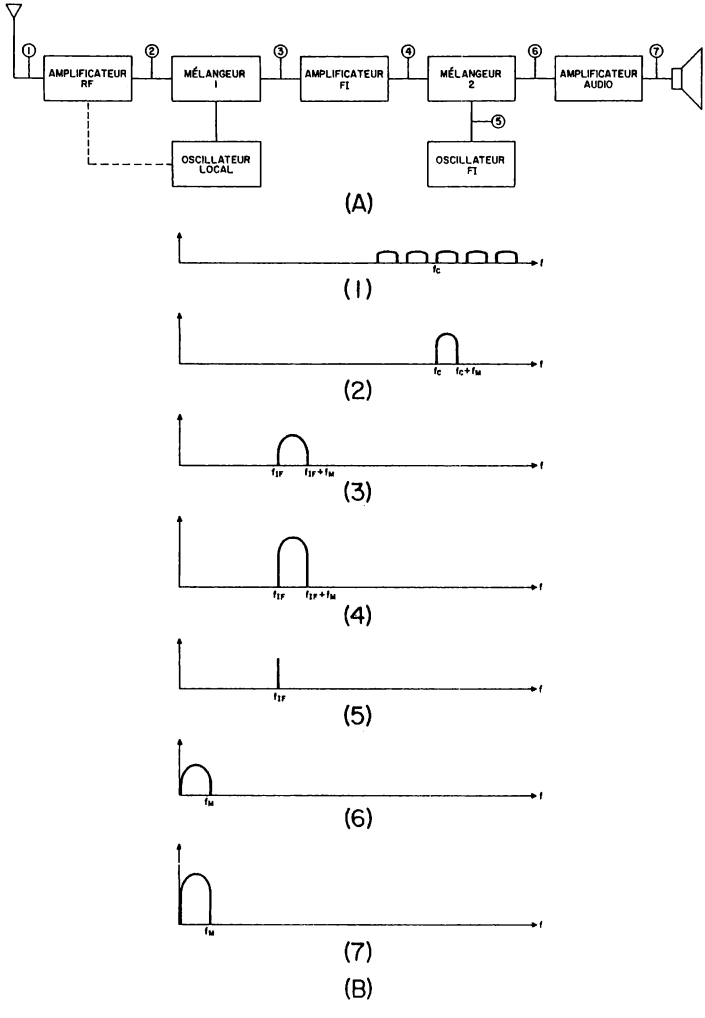


Fig. 3.13. Récepteur hétérodyne SSB.
A) Schéma synoptique.
B) Spectres aux points de vérification.

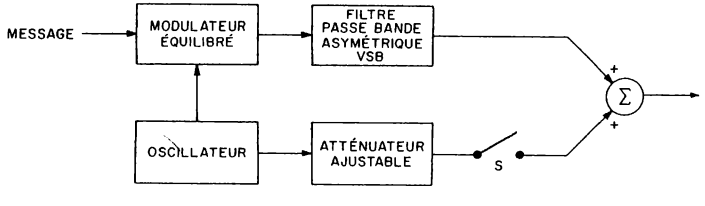


Fig. 3.14. Modulateur VSB-SC ou VSB-TC. Lorsque l'interrupteur S est fermé, la modulation est VSB-TC.

3. L'EMETTEUR-RECEPTEUR FM

Etant donné ses propriétés supérieures, la modulation FM a fait l'objet de recherches très élaborées. Aussi existe-t-il un grand nombre de modèles de modulateurs et de démodulateurs FM. La conception d'un émetteur-récepteur FM est assez différente de celle d'un émetteur-récepteur AM. Aussi commencerons-nous par présenter quelques unités propres à la modulation et à la détection FM, après quoi nous présenterons les schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur FM.

Circuit oscillant LC

Les circuits oscillants sont construits à partir d'éléments réactifs (inductances et capacités) et déterminent la fréquence d'oscillation d'un oscillateur. Ainsi, le circuit oscillant type a pour fréquence de résonance $1/2\pi\sqrt{LC}$. Etant donné qu'en FM nous voulons faire varier la fréquence de l'onde porteuse, l'une des méthodes de modulation consistera à faire varier l'un des éléments réactifs L ou C proportionnellement au message modulant. Un microphone capacitif, par exemple, possède la propriété de modifier sa capacité proportionnellement à l'intensité du son qui l'atteint.

Un tel microphone pourra donc servir à faire varier la fréquence de résonance du circuit résonnant et donc la fréquence de l'oscillateur.

Multiplicateur de fréquence:

Le rôle d'un multiplicateur de fréquence est de fournir un signal de sortie dont la fréquence est multiple de celle du signal d'entrée. Les multiplicateurs de fréquence sont souvent utilisés en FM: le message module une porteuse à une fréquence pour laquelle nous disposons d'un modulateur de bonne qualité; la fréquence du signal modulé est multipliée avant d'arriver au mélangeur. L'effet d'une multiplication de fréquence d'un signal modulé en FM est de multiplier par un même facteur l'excursion de fréquence δ et la fréquence de porteuse f_c (et donc l'indice de modulation), alors qu'un mélangeur a pour effet de changer la fréquence de porteuse sans modifier l'excursion de fréquence ou l'indice de modulation du signal modulé.

Limiteur:

Le rôle d'un limiteur est d'écrêter un signal de façon à en égaliser l'amplitude. Dans le cas d'un signal FM, la fonction du limiteur s'accompagne de l'élimination d'une partie des bruits qui se seront ajoutés au signal originel (figure 3,15).

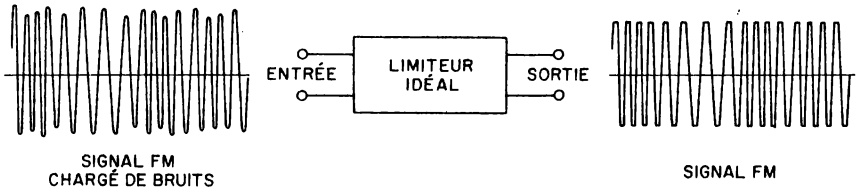


Fig. 3.15. Action d'un limiteur.

Discriminateur:

Un discriminateur effectue la conversion d'un signal FM en signal AM; pour ce, les fréquences d'entrée de cette unité sont atténuées de façon différente; cette atténuation est en général linéaire. La majorité des récepteurs FM comportent un discriminateur, suivi d'un détecteur d'enveloppe en guise de démodulateur (figure 3.16).

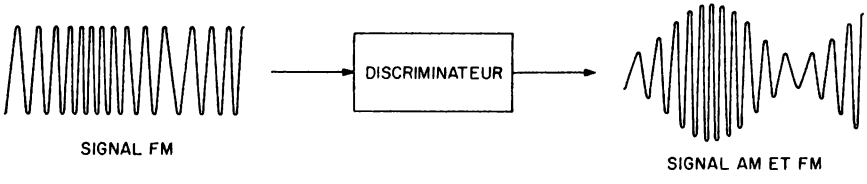


Fig. 3.16. Effet d'un discriminateur.

a) L'émetteur FM:

(I) Modulateur FM:

Le principe de modulation le plus courant est celui de la modulation **par variation de réactance.** Nous avons mentionné plus haut qu'un circuit oscillant constitué d'une inductance L et d'un condensateur C sert à déterminer la fréquence f_o des oscillations d'un oscillateur de sorte que:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (3\text{-}1)$$

Supposons qu'une réactance additionnelle – inductance ou condensateur – varie proportionnellement au message modulant. Si la capacité varie, nous aurons:

$$f_o' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C + \Delta C)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C}}} = f_o\left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)^{-1/2} \quad (3\text{-}2)$$

Si la variation de capacité du condensateur est très petite par rapport à la capacité C, nous écrivons:

$$\epsilon = \frac{\Delta C}{C}$$

en utilisant l'approximation:

$$(1 + \epsilon)^n \approx 1 + n\epsilon \quad \text{si } \epsilon \ll 1$$

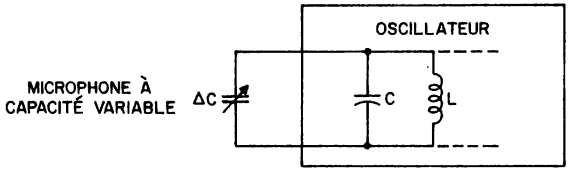
Nous déduisons:

$$\left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)^{-1/2} \approx 1 - \frac{\Delta C}{2C}$$

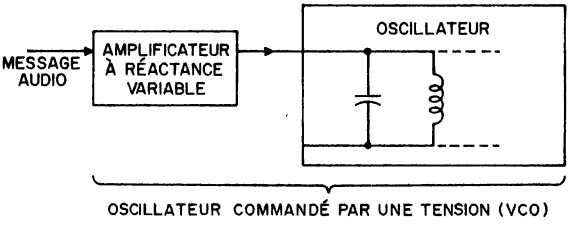
$$\text{et} \quad f_o' = f_o - \frac{f_o\,\Delta C}{2C}$$

La variation de fréquence est, nous le voyons, proportionnelle à la variation de capacité, elle-même proportionnelle au signal modulant. Le principe de la modulation par réactance variable peut être réalisé de plusieurs façons: un microphone à capacité variable peut constituer l'élément ΔC de l'expression (3-2) et la variation de fréquence de résonance du circuit oscillant situé dans l'oscillateur n'est rien d'autre qu'une modulation en fréquence (figure 3.17A).

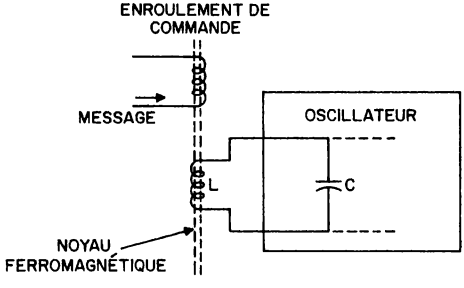
Une seconde manière d'utiliser le principe de la modulation par réactance variable est d'utiliser un amplificateur – à tube ou à transistor – qui présente une réactance de sortie proportionnelle au message modulant. Cet amplificateur à réactance variable est connecté au circuit oscillant situé dans un oscillateur. La fréquence de résonance de ce dernier variera donc proportionnellement au message modulant; l'oscillateur est dit commandé par une tension (VCO): nous avons donc là un modulateur FM (figure 3.17B).



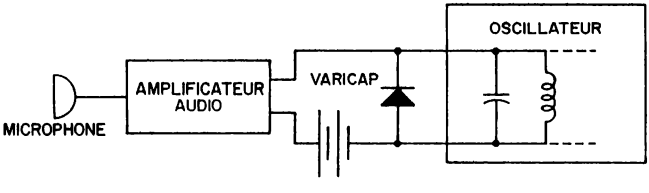
A) MODULATEUR FM



B) MODULATEUR FM UTILISANT UN AMPLIFICATEUR À RÉACTANCE VARIABLE



C) MODULATEUR FM UTILISANT UN DISPOSITIF À VARIATION DE PERMÉABILITÉ



D) MODULATEUR FM UTILISANT UNE VARICAP

Fig. 3.17. Modulation FM par variation de réactance.

L'on peut aussi utiliser un dispositif à variation de perméabilité pour faire un modulateur FM: l'inductance du circuit oscillant placé dans un oscillateur comporte en son sein un noyau ferromagnétique. Un second bobinage, dit enroulement de commande, reçoit le message modulant: donc la perméabilité du noyau ferromagnétique varie, ce qui a pour effet de faire varier la valeur de l'inductance L (figure 3.17C).

Une dernière réalisation de modulateur FM, se basant sur le principe de la réactance variable, consiste à utiliser une varicap, c'est-à-dire une diode à capacité variable. La polarisation de la varicap est déterminée par une source de courant continu et le message audio. La varicap est branchée en parallèle sur le circuit résonnant et constitue l'élément ΔC dans l'expression (3-2).

Modulation indirecte:

La modulation indirecte consiste à utiliser un modulateur PM* auquel l'on appliquera non pas le message modulant, mais l'intégrale du message modulant. En fait, l'un des modulateurs FM les plus utilisés, le **modulateur Armstrong,** utilise ce principe (figure 3.18).

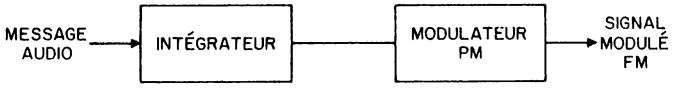


Fig. 3.18. Modulation FM indirecte (modulateur d'Armstrong).

Un modulateur PM reste efficace pour autant que l'indice de modulation est inférieur à π *. Par suite, l'excursion de fréquence du signal FM sera relativement petite: l'on atteindra l'excursion de fréquence standard de 75 kHz au moyen de multiplicateurs de fréquence.

Modulation par simulation analogique de l'équation différentielle FM:

L'équation différentielle suivante:

$$v(t) - \frac{v'(t)\,\omega_i(t)}{\omega_i^3(t)} + \frac{v''(t)}{\omega_i^2(t)} = 0 \quad .$$

où $\omega_i(t) = \omega_c + 2\pi\,\delta f_m(t)$, admet pour solution:

$v(t) = \cos [\int \omega_i(t)\,dt]$ qui représente un signal FM.

** modulateur de phase; voir "La modulation", même collection.*

Cette équation différentielle peut être simulée sur une calculatrice analogique afin d'obtenir un signal FM.

Soit ω_M la fréquence maximale du message modulant. En supposant $\delta \ll \omega_c$ et $\omega_M \ll \omega_c$, l'équation différentielle précédente peut être approximée comme suit:

$$v(t) + \frac{v''(t)}{\omega_i^2(t)} = 0$$

Cette dernière relation est plus facile à simuler sur une calculatrice analogique; la modulation FM est alors dite **quasi statique**.

(II) Schéma synoptique de l'émetteur:

L'émetteur FM diffère de l'émetteur AM du fait qu'il nécessite des multiplicateurs de fréquence: la modulation FM se fait sur des fréquences relativement basses pour lesquelles nous disposons d'oscillateurs et de modulateurs fort pratiques, les oscillateurs à quartz notamment. Les multiplicateurs de fréquence permettent d'obtenir approximativement l'excursion de fréquence désirée, après quoi un dispositif hétérodyne détermine la fréquence de porteuse finale.

La plupart des émetteurs disposent d'un circuit de préaccentuation immédiatement après l'amplificateur audio, ce qui permet d'améliorer substantiellement le rapport signal sur bruit du signal modulé.

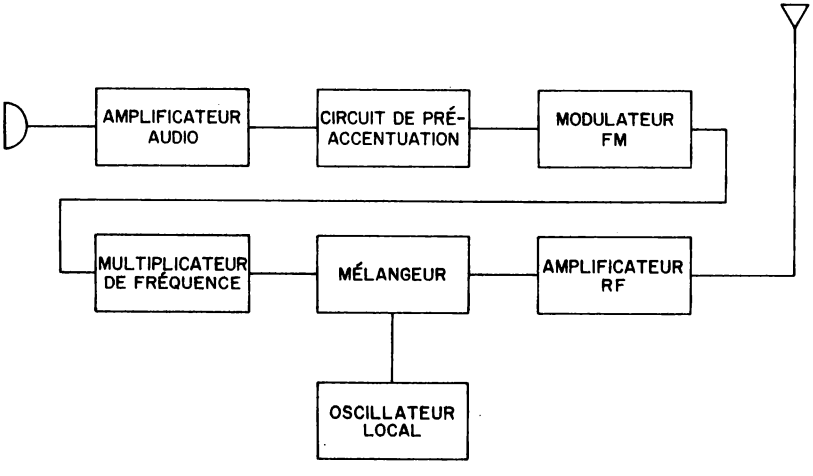


Fig. 3.19. Schéma synoptique d'un émetteur FM.

Remarque:

Dans certains émetteurs, l'on ajoute des multiplicateurs de fréquence à la sortie du mélangeur; les considérations qui mènent à ce choix sont essentiellement d'ordre pratique.

Exemple:

Supposons que nous voulions émettre en FM sur la fréquence de 105 MHz avec une excursion de fréquence de 75 kHz. Le modulateur FM utilisé module un message audio sur 100 kHz avec une excursion de fréquence de 50 Hz. Le multiplicateur de fréquence devra multiplier la fréquence par:

$$\frac{75 \text{ kHz}}{50 \text{ Hz}} = 1500$$

et la fréquence de l'oscillateur local sera: $f_{LO} = f_c + 1500 \times 100 \times 10^3 = 255$ MHz.

L'on peut aussi disposer deux multiplicateurs de fréquence avant et après l'unité du mélangeur. Le premier multipliera la fréquence par 100, ce qui portera l'excursion de fréquence à 5 kHz.

L'oscillateur local est alors ajusté à 17 MHz, et le signal obtenu à la sortie du mélangeur est modulé sur 7 MHz avec une excursion de fréquence de 5 kHz. Un second multiplicateur de fréquence (par 15) fait que le signal est modulé sur 105 MHz avec une excursion de fréquence de 75 kHz.

Pour éviter des écarts de fréquence indésirés, l'on peut construire l'oscillateur local à partir d'un oscillateur à quartz de 100 kHz (identique à celui qui a servi au modulateur FM) et un multiplicateur de fréquence par un facteur de 170.

b) **Le récepteur FM:**

(I) Les démodulateurs FM:

Le démodulateur le plus courant d'un signal FM est le **discriminateur suivi d'un détecteur d'enveloppe**. Le discriminateur utilise soit le flanc de la courbe de réponse d'un filtre, soit un amplificateur dont le gain varie linéairement avec la fréquence du signal d'entrée. Ainsi, un signal FM dont l'amplitude est fixe et la fréquence variable appliquée à un discriminateur est transformé en un signal AM et FM, c'est-à-dire un signal dont l'amplitude et la fréquence varient proportionnellement au message modulant (figure 3.20). Il suffit alors d'un détecteur d'enveloppe pour récupérer ce dernier.

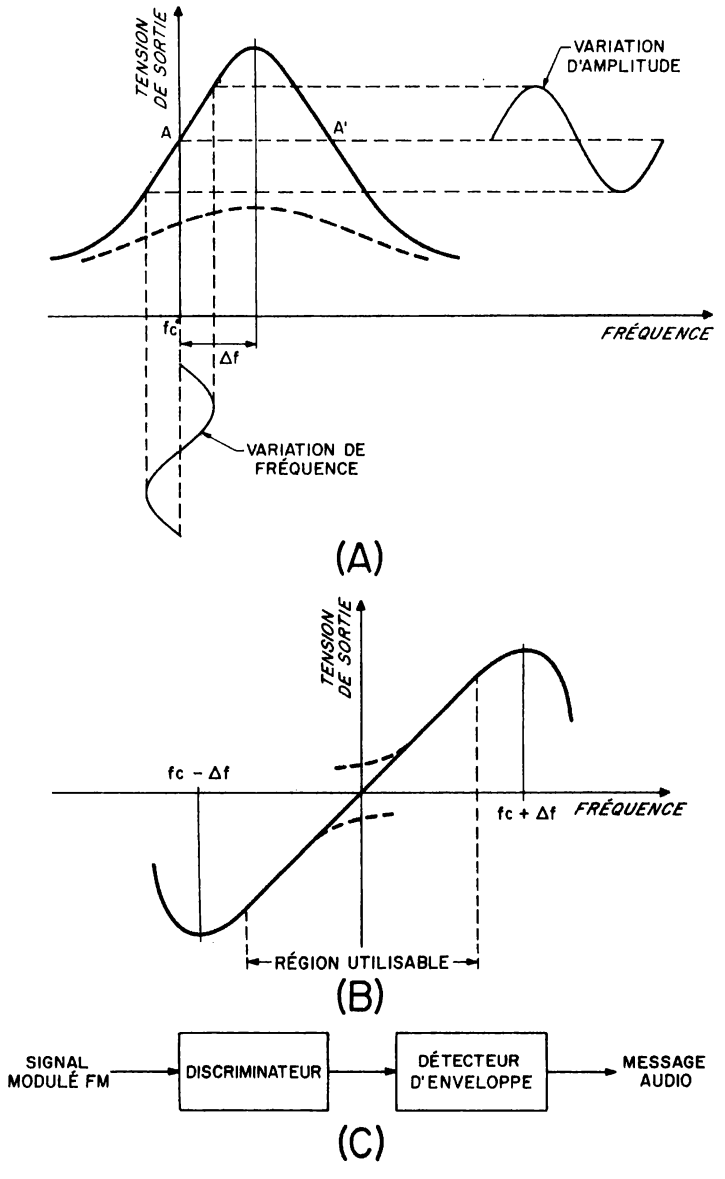


Fig. 3.20. Démodulation FM à partir d'un discriminateur:
A. Principe de fonctionnement d'un discriminateur.
B. Courbe en S caractéristique d'un discriminateur équilibré.
C. Démodulation FM à partir d'un discriminateur.

Le **discriminateur équilibré** utilise deux discriminateurs similaires. La différence entre les signaux de sortie des deux discriminateurs est celle d'un discriminateur doté d'une meilleure linéarité; les caractéristiques des discriminateurs sont telles qu'à la fréquence de porteuse va correspondre un signal d'amplitude nulle (figure 3.20). Ce discriminateur porte parfois le nom de **détecteur de Travis.**

Le **discriminateur de phase**, ou **discriminateur de Foster-Seeley**, utilise une unité dont le déphasage est proportionnel à la fréquence du signal d'entrée. Le signal d'entrée est additionné au signal de sortie de cette unité de déphasage. La somme de ces deux signaux d'entrée a une amplitude qui va dépendre du déphasage, autrement dit de la fréquence d'entrée et du message modulant. Un détecteur d'enveloppe permettra de récupérer ce dernier (figure 3-21).

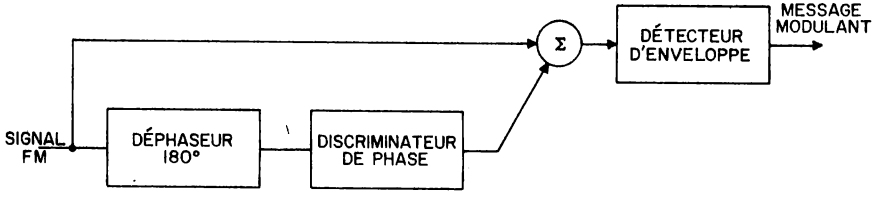


Fig. 3.21. Démodulateur FM utilisant un discriminateur de phase.

Expliquons la conversion FM-AM de façon sommaire: additionnant 2 signaux cos (ωt) et cos ($\omega t + \varphi + \pi$) nous obtenons le signal $-2 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)$ c'est-à-dire un signal de haute fréquence dont l'amplitude $-2 \sin\frac{\varphi}{2}$ dépend du déphasage φ. Ce déphasage varie lentement de façon à rester proportionnel aux variations de fréquence, elles-mêmes proportionnelles au message audio. Par conséquent, l'amplitude du signal de haute fréquence varie en fonction du message audio.

Un autre type de démodulateur FM utilisant un discriminateur de phase est le **discriminateur de rapport** qui présente l'avantage de ne pas nécessiter de limiteur dans le récepteur.

La démodulation FM peut être obtenue par **dérivation et détection d'enveloppe.** En effet, la forme canonique d'un signal FM est:

$$f(t) = A_c \cos(\omega_c t + \int f_m(t)\, dt)$$

où A_c et ω_c représentent l'amplitude et la pulsation de la porteuse et $f_m(t)$ le message modulant. En dérivant cette expression, nous obtenons:

$$[\omega_c + f_m(t)]\, f\left(t + \frac{\pi}{2}\right)$$

De nouveau nous obtenons un signal FM dont l'amplitude est proportionnelle au message modulant, c'est-à-dire un signal AM et FM qui pourra être démodulé au moyen d'un détecteur d'enveloppe.

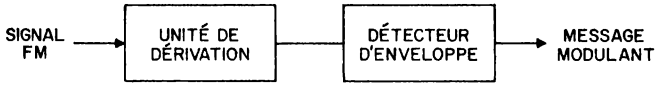


Fig. 3.22. Démodulation FM utilisant une unité de dérivation.

Une démodulation similaire est obtenue par une **ligne de retard,** la dérivée d'un signal étant définie comme la limite du rapport: $\frac{f(t) - f(t-\tau)}{\tau}$ lorsque τ tend vers zéro.

Utilisons un circuit qui produira la fonction $f(t - \tau)$ à partir de la fonction $f(t)$, c'est-à-dire la même fonction décalée dans le temps. Pour une grandeur τ suffisamment petite (par rapport à la période de la porteuse notamment), la différence entre ces deux fonctions sera approximativement proportionnelle à la dérivée (figure 3.23).

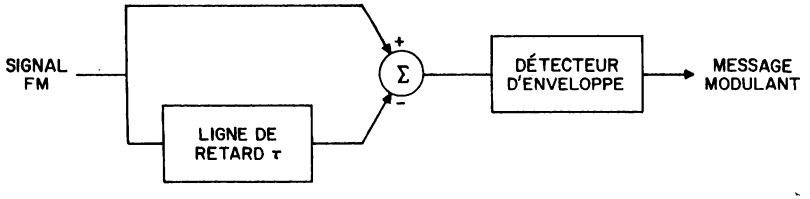


Fig. 3.23. Démodulateur FM utilisant une ligne de retard.

La démodulation FM peut être obtenue **à partir d'un démodulateur PM** et d'une unité de dérivation. Ce processus est aisément vérifiable en considérant l'expression canonique d'un signal FM.

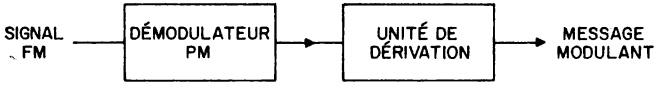


Fig. 3.24. Démodulation FM à partir d'un démodulateur PM.

La démodulation utilisant une **contre-réaction** (FMFB) comprime le signal FM en fréquence et en abaisse le seuil de démodulation. Lorsque la sortie du discriminateur est nulle, un oscillateur contrôlé par une tension (VCO) produit un signal de fréquence ($f_c - f_o$) en quadrature avec le signal de porteuse f_c. Donc en multipliant la sortie de cet oscillateur avec le signal FM, l'on obtient un nouveau signal FM modulé sur la porteuse f_o et occupant une bande de fréquence moins grande. L'opération effectuée est illustrée à la figure 3.25.

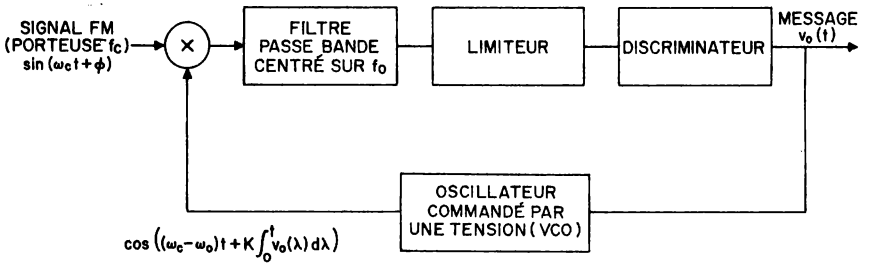


Fig. 3.25. Démodulation FM après compression de fréquence.

Le principe de **la boucle à phase asservie** consiste à extraire la différence de phase entre un signal d'entrée et un second signal construit à partir de cette différence au moyen d'un VCO. Lorsque la différence de phase est nulle, le VCO produit un signal de fréquence égale à celle du signal d'entrée mais en quadrature avec ce dernier. Il en résulte que la sortie est proportionnelle au message modulant, lorsque le signal d'entrée est un signal FM.

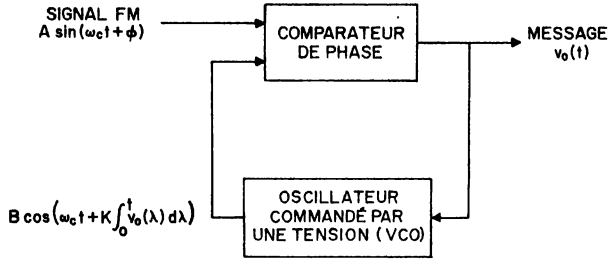


Fig. 3.26. Principe de la détection FM par boucle de phase asservie.

Une autre forme de démodulation cohérente consiste à multiplier ensemble le signal FM et la dérivée de ce même signal FM. Le produit comprend une composante de basse fréquence — le signal modulant — qui peut être isolée au moyen d'un filtre passe-bas.

Une méthode originale de démodulation FM consiste à utiliser **un compteur de cycles.** Le signal FM est tout d'abord écrêté au moyen d'un limiteur de façon à obtenir une série d'impulsions rectangulaires dont la fréquence de répétition est identique à la fréquence instantanée du signal FM.

Ces impulsions peuvent être comptées au moyen d'un compteur numérique: les variations du nombre de cycles permettent de retracer le message modulant. Le message modulant peut aussi être récupéré de façon analogique: les impulsions rectangulaires passent par une unité de différenciation, un redresseur, puis un filtre passe-bas. Le niveau du signal à la sortie de ce filtre est proportionnel à la fréquence du signal modulé et donc aussi au message modulant.

(II) Schéma synoptique d'un récepteur FM;

Les récepteurs hétérodynes FM utilisent une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. L'amplificateur FI est suivi d'un limiteur et d'un démodulateur FM. Avant de passer à l'amplificateur audio, le signal démodulé passe par un circuit de désaccentuation de façon à corriger la transformation effectuée sur le message audio par le circuit de préaccentuation dans l'émetteur (figure 3.27).

Pour améliorer la stabilité en fréquence, le récepteur est doté d'un circuit de contrôle de fréquence, automatique (CAF). La sortie de l'amplificateur FI est suivie d'un limiteur et d'un discriminateur; la valeur moyenne de l'enveloppe de la sortie de ce discriminateur est une tension continue qui est nulle lorsque le signal provenant de l'amplificateur FI a une bande de fréquence centrée sur 10,7 MHz. Cette tension continue alimente un amplificateur à réactance variable connecté au circuit oscillant de l'oscillateur local. Ainsi, la fréquence de l'oscillateur local est automatiquement ajustée (figure 3.28).

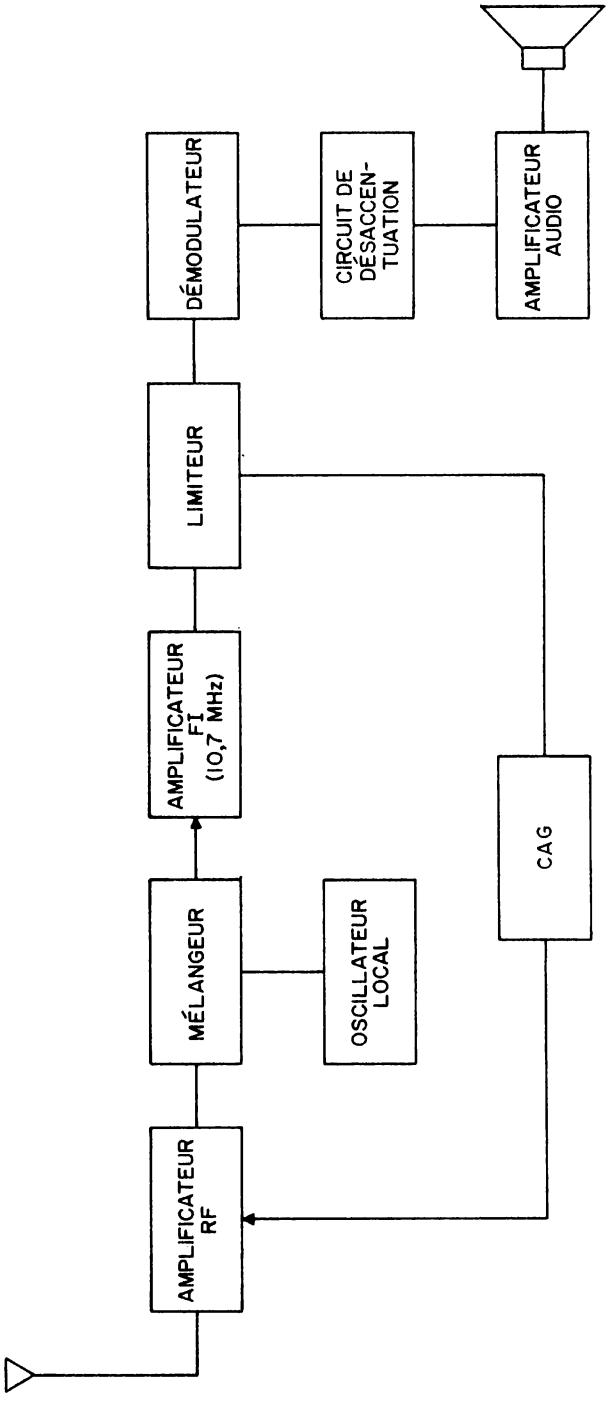


Fig. 3.27. Schéma synoptique d'un récepteur FM.

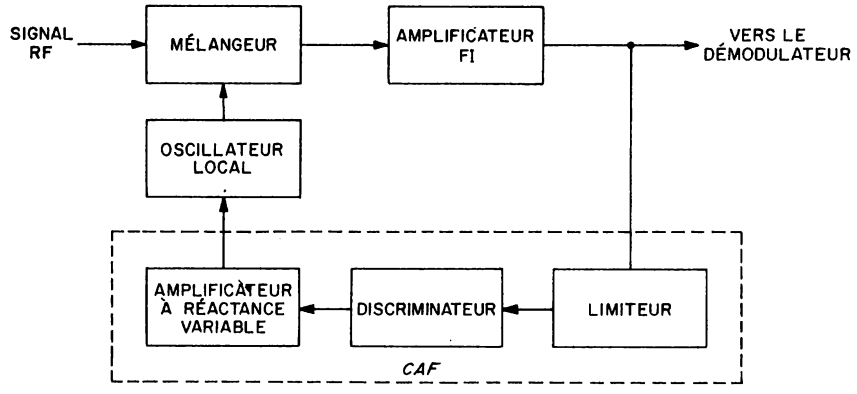


Fig. 3.28. Insertion d'un circuit de contrôle automatique de fréquence (CAF) dans un récepteur FM.

4. L'EMETTEUR-RECEPTEUR PM

En raison de la limitation de l'indice de modulation d'un signal PM*, l'émission et la réception en PM est fort peu utilisée. Par contre, la combinaison d'un intégrateur et d'un modulateur conduit à un modulateur FM de faible excursion de fréquence; le signal FM passe par des multiplicateurs de fréquence qui assurent une excursion de fréquence correspondant à un niveau de rapport signal sur bruit satisfaisant. Ce principe est utilisé dans l'émetteur FM le plus courant, l'émetteur Armstrong.

a) **Modulateurs PM:** La modulation PM pourrait être obtenue **par variation de réactance,** tout comme en FM, mais cette méthode n'est pratiquement pas utilisée.

La modulation PM **utilisant un modulateur équilibré,** c'est-à-dire un modulateur DSB, repose sur le principe suivant: en supposant que l'amplitude du message audio $f_m(t)$ est très faible, l'expression canonique d'un signal NBPM** peut être simplifiée comme suit, A_c et ω_c représentant l'amplitude et la pulsation de la porteuse et k_p un coefficient de proportionnalité:

$$A_c \cos(\omega_c t + k_p f_m(t)) = A_c \cos \omega_c t \cos k_p f_m(t) - A_c \sin \omega_c t \sin k_p f_m(t)$$

$$\approx A_c \cos \omega_c t - A_c k_p f_m(t) \sin \omega_c t$$

Nous avons utilisé l'approximation des fonctions trigonométriques suivantes:

$$\cos \theta \approx 1$$
$$\sin \theta \approx \theta \quad \text{pour des angles } \theta \text{ suffisamment petits}$$

* *Voir "La Modulation", même collection.*

** *Modulation de phase à bande étroite (Narrow Band Phase Modulation).*

La figure 3.29 illustre ce principe de formation d'onde PM.

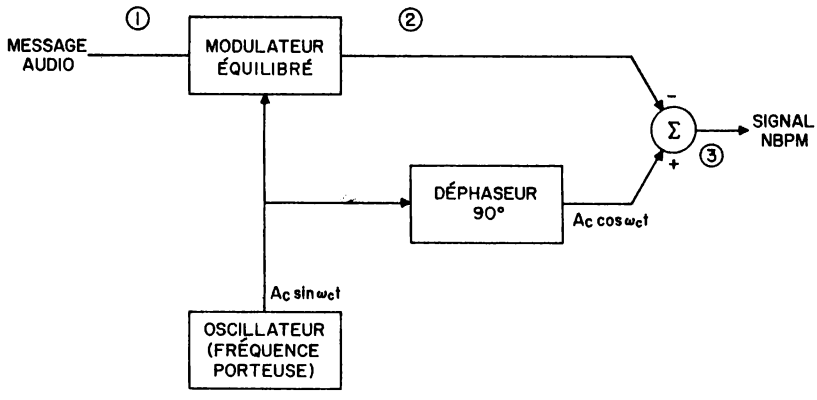


Fig. 3.29. Modulateur PM utilisant un modulateur équilibré.

Nous pouvons identifier aux points de vérification 1, 2 et 3:

1: $f_m(t)$

2: $A_c f_m(t) \sin \omega_c t$

3: $A_c \cos \omega_c t - A_c f_m(t) \sin \omega_c t$

A la sortie du soustracteur, nous avons retrouvé l'expression du signal NBPM.

La modulation PM peut être obtenue **à partir d'un modulateur FM**: pour cela, il suffit de moduler en FM non pas le message audio, mais la dérivée du message audio. Ce principe-ci peut être aisément vérifié en considérant l'expression canonique d'un signal FM.

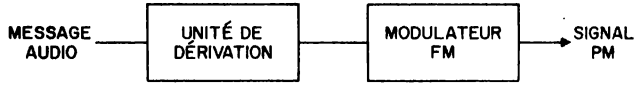


Fig. 3.30. Modulation PM à partir d'un modulateur FM.

Un émetteur PM peut comporter des multiplicateurs de fréquence afin de transformer le signal NBPM en signal PM. Mais il n'y a guère d'avantages à effectuer cela, étant donné qu'à ce stade une émission en FM est préférable en raison des performances meilleures que celles d'un signal PM.

b) **Démodulateurs PM:** Un détecteur de phase ou **comparateur de phase** peut servir à démoduler un message PM. Un exemple classique de comparateur de phase est illustré à la figure 3.31: le signal PM dont l'expression peut être réduite à sin $(\omega_c t + \varphi)$ est multiplié par le signal sin $\omega_c t$. Nous aurons:

$$\sin \omega_c t \sin (\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} \sin \varphi + \frac{1}{2} \cos (2\omega_c t + \varphi)$$

Un filtre passe-bas permet d'isoler sin φ.

De même, à partir d'un déphaseur de 90°, nous créons cos $(\omega_c t + \varphi)$ puis $\frac{1}{2} \cos \varphi$. Le rapport $\frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \tan \varphi$ peut servir à retrouver φ au moyen d'un circuit qui effectue l'opération arctangente. Un tel circuit peut être réalisé au moyen de techniques analogiques ou numériques, ces dernières présentant l'avantage d'une meilleure performance.

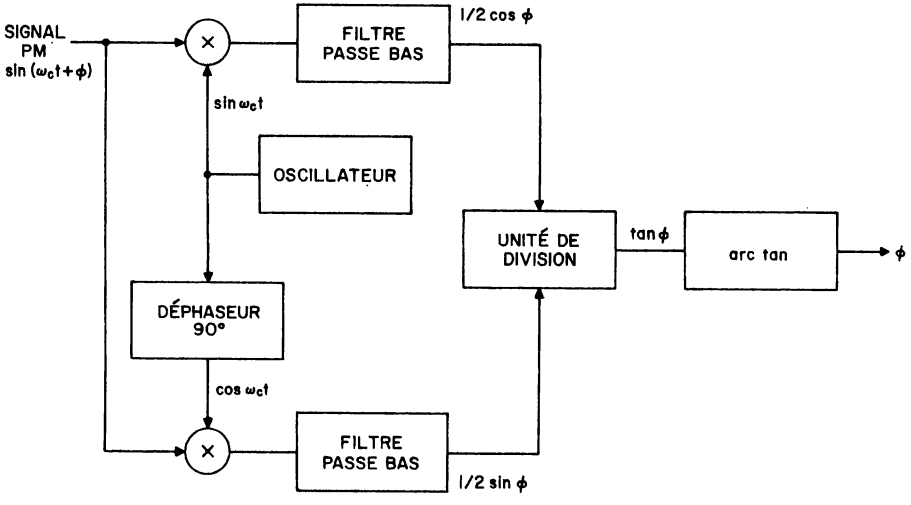


Fig. 3.31. Exemple de démodulateur PM.

La démodulation PM peut être obtenue **à partir d'un démodulateur FM** suivi d'un dérivateur (figure 3.32). Cette méthode est assez pratique et peut être utilisée dans **un récepteur PM.**

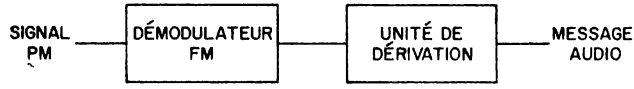


Fig. 3.32. Démodulation PM à partir d'un démodulateur FM.

5. LE MULTIPLEXAGE EN FREQUENCE

a) **Principes.** Le multiplexage en fréquence est utilisé en téléphonie car nous émettons plusieurs signaux modulés en SSB sur des fréquences de sous-porteuses différentes. L'ensemble de ces signaux modulés est modulé sur une haute fréquence f_c dont le choix dépend de la voie de transmission utilisée.

Une certaine marge de sécurité devra séparer les bandes de fréquences de différents signaux SSB, sans quoi il sera difficile de les détecter convenablement. Rappelons qu'une voie téléphonique standard occupe 4 kHz alors que la bande de fréquence audio transmise est 3,1 kHz. Il y a donc une marge de sécurité de 0,9 kHz entre les voies de téléphonie adjacentes au sein d'une même groupe primaire.

Pour mieux illustrer le multiplexage en fréquence, supposons que chacun des messages possède une enveloppe de spectre différente. La figure 3.33C illustre les spectres obtenus à différents points de vérification à l'émetteur (figure 3.33A) et au récepteur (figure 3.33B).

Le multiplexage en fréquence que nous avons présenté est en fait une modulation multiple de type SSB-SSB. Du fait de son importance en communication, il a été jugé utile d'en traiter le principe séparément.

b) **Le multiplexage des fréquences en téléphonie.*** Il est aisé de retracer le schéma synoptique du modulateur construisant un groupe primaire, un groupe secondaire et un groupe tertiaire.

* *Voir "La modulation", même collection.*

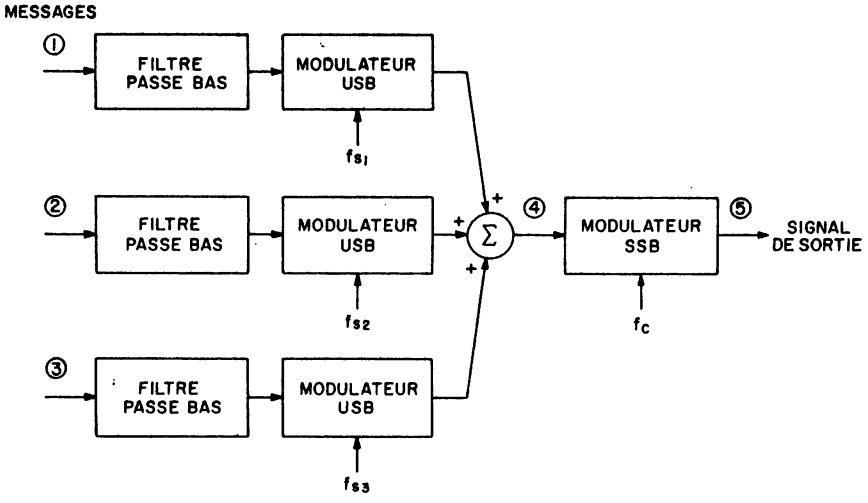


Fig. 3.33A. Principe du multiplexage de fréquence.

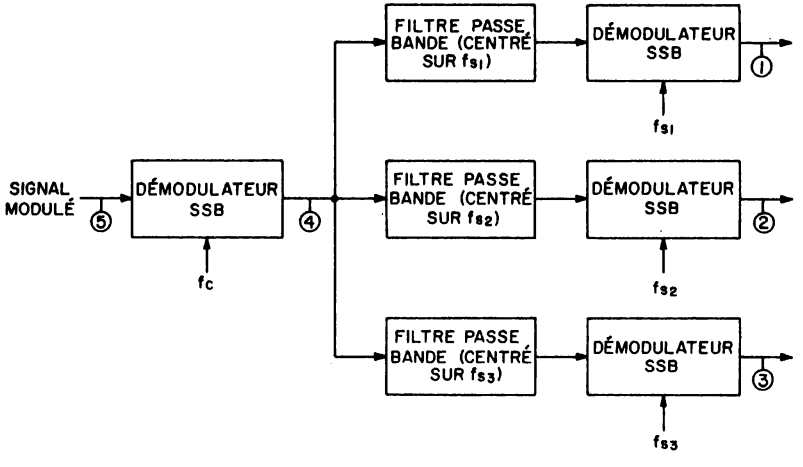


Fig. 3.33B. Démutiplexage de fréquence.

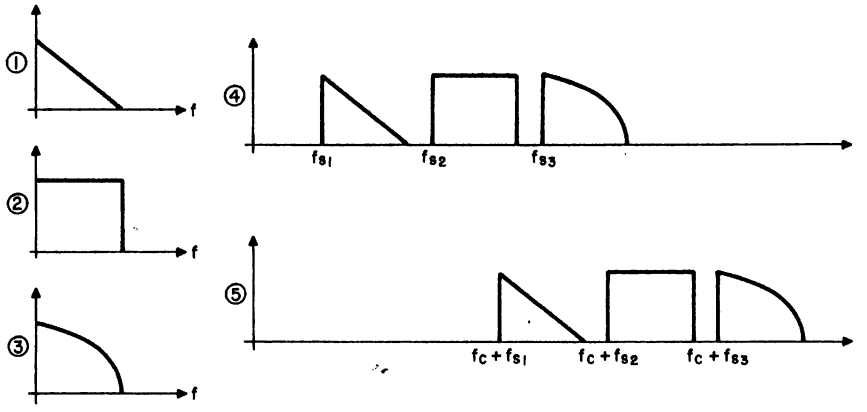


Fig. 3.33C. Enveloppe des spectres.

6. EMETTEUR-RECEPTEUR A MODULATION MULTIPLE

La modulation multiple consiste, rappelons-le, à moduler plusieurs sous-porteuses par différents messages; ces signaux modulés sont remodulés sur une porteuse de plus haute fréquence. Etudions le cas de la modulation FM-stéréo et de la modulation AM-FM utilisée en télécommande.

a) **Emetteur-récepteur FM-stéréo:** Nous disposons de deux messages enregistrés par deux microphones G et D (microphone gauche et microphone droit) et désirons les émettre tous deux. Pour ce, nous construisons les signaux (G + D) et (G − D). Le second signal (G − D) module en DSB une sous-porteuse à 38 kHz. Le signal obtenu ainsi que les signaux (G + D) et une fréquence pilote de 19 kHz modulent une porteuse de haute fréquence. Le rôle de la fréquence pilote est de faciliter la détection en fournissant une fréquence de référence précise nécessaire à la démodulation cohérente.

Au récepteur, l'on retrouve le spectre de la figure 3.35. L'information (G + D) est recueillie au moyen d'un filtre passe-bas. Un filtre accordé à la fréquence de 19 kHz recueille alors la fréquence précise ayant servi à construire dans l'émetteur la modulation DSB. Cette fréquence est doublée, puis acheminée conjointement avec le signal DSB au démodulateur de produit; de nouveau un filtre passe-bas permet d'isoler la seconde information (G − D). L'addition et la soustraction des informations (G + D) et (G − D) résulte en des signaux respectivement proportionnels aux messages audio G et D.

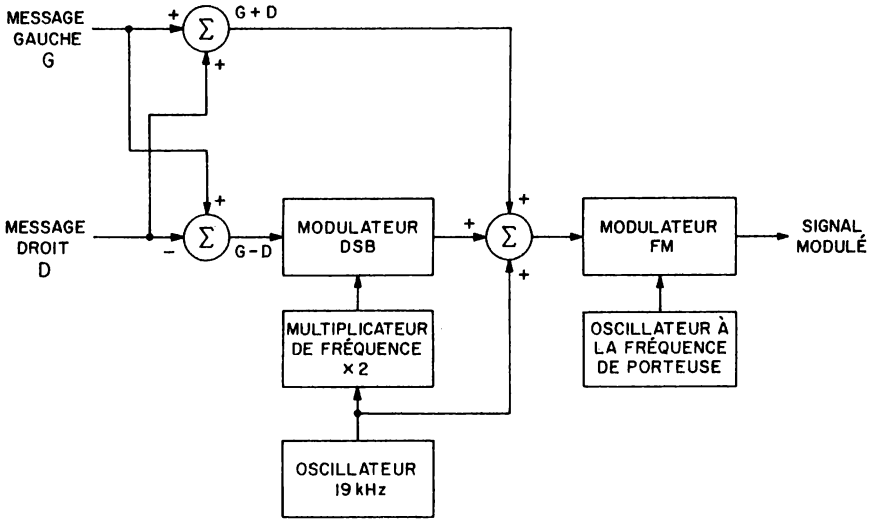


Fig. 3.34. La modulation FM stéréo.

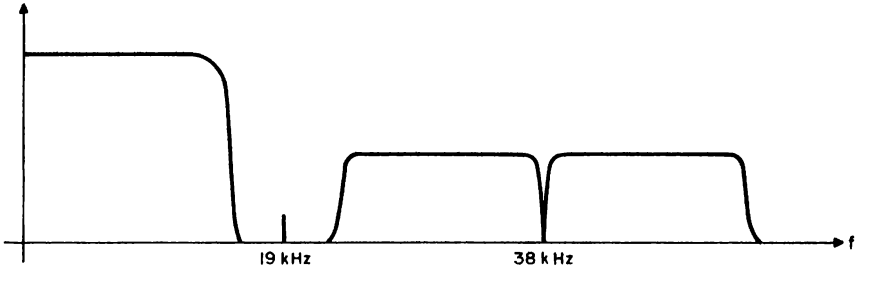


Fig. 3.35. Spectre d'un signal FM-stéréo tel qu'il apparaît à l'entrée du modulateur à l'émetteur ou à la sortie du détecteur dans le récepteur.

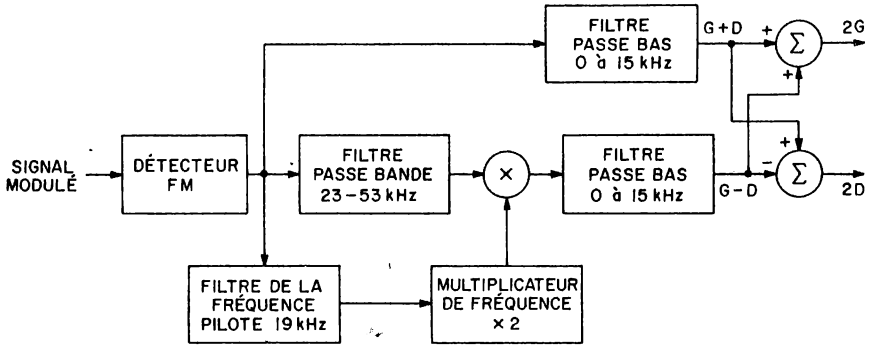


Fig. 3.36. La démodulation FM-stéréo.

b) **Emetteur-récepteur AM-FM:** Décrivons un système pouvant servir en télémesure: le guidage d'un engin téléguidé peut être effectué à partir d'un émetteur situé au sol. Nonobstant l'enclenchement de dispositifs particuliers (tir, caméra, etc...) supposons que nous voulions contrôler la vitesse de l'engin ainsi que sa direction. Les manoeuvres de l'engin dépendent de la position de ses ailerons et se résument comme suit: le piqué ou cambré déterminent l'angle d'élévation de l'engin par rapport à l'horizontale, la rotation autour d'un axe vertical pour les directions droite et gauche, et la rotation de l'engin autour de son axe longitudinal.

Nous utiliserons donc quatre sous-porteuses de basse fréquence (f_{s_1}, f_{s_2}, f_{s_3}, f_{s_4}) que nous modulerons en FM. Les excursions de fréquence devront être telles que les signaux modulés occupent des bandes de fréquences séparées les unes des autres. L'ensemble des quatre signaux modulés est remodulé en AM sur une porteuse de haute fréquence f_c (figure 3.38).

Par exemple, les sous-porteuses peuvent être 35, 50, 65 et 80 kHz, et chacune des informations module en FM ces sous-porteuses avec une excursion de fréquence de 2 kHz. La porteuse aura pour fréquence 150 MHz.

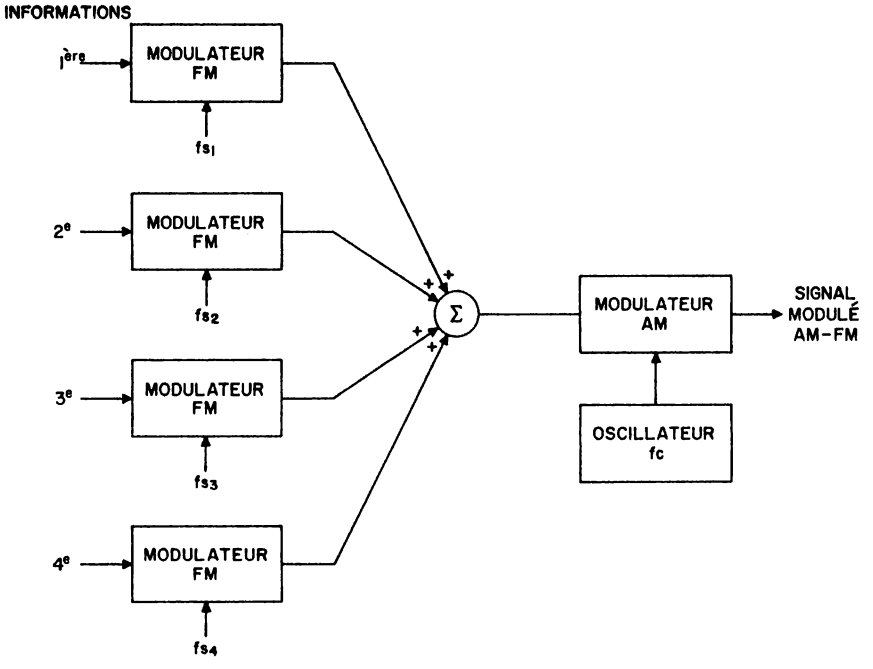


Fig. 3.37. Modulation AM-FM.

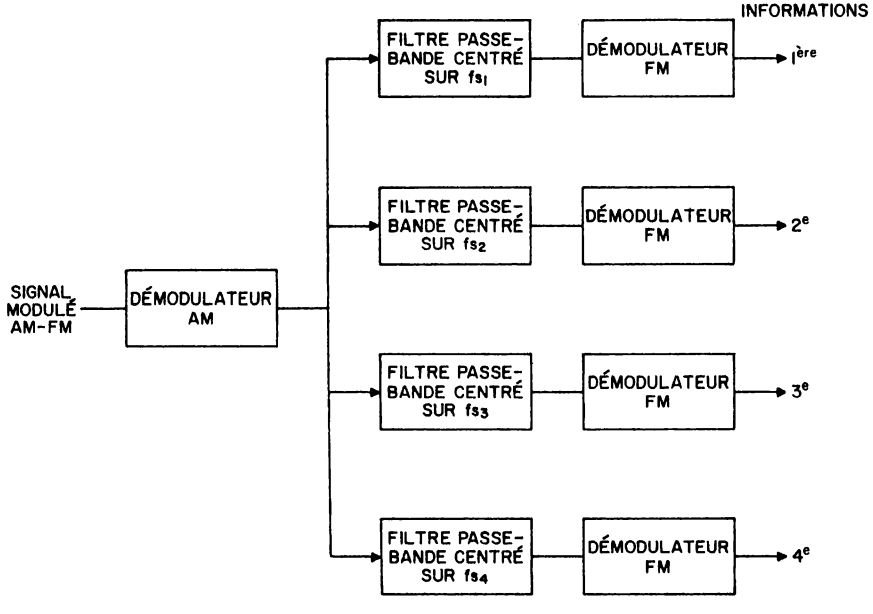


Fig. 3.38. Démodulation AM-FM.

QUESTIONNAIRE (I)

1. Un amplificateur a un gain en tension de 20 et un gain en courant de 50. Quel est son gain en puissance ?

2. Trois amplificateurs sont branchés en cascade; les gains en tension respectifs sont 20, 10 et 15. Quel est le gain en tension de l'ensemble des trois amplificateurs ?

3. Quelles sont les fréquences intermédiaires utilisées dans les récepteurs AM, FM et TV ?

4. Quelle est la fréquence de l'oscillateur local d'un récepteur AM lorsque celui-ci capte une station émettant sur 560 kHz ? 1600 kHz ?

5. Sachant que la variation de l'oscillateur local d'un récepteur commercial AM est déterminée par la variation de capacité d'un circuit oscillant LC, calculez le rapport entre la plus grande valeur et la plus petite valeur de capacité nécessaire à la réception AM.

   Qu'aurait été ce rapport si l'on avait choisi $f_{LO} = f_c - f_{IF}$ et non $f_{LO} = f_c + f_{IF}$? f_{LO} est la fréquence de l'oscillateur local, f_c est la fréquence de porteuse du signal AM et f_{IF} est la fréquence intermédiaire (455 kHz) ?

6. Un signal de fréquence 0,5 MHz est amplifié; le spectre du signal à la sortie de l'amplificateur est représenté ci-dessous:

   a) quelle est l'amplitude du signal de sortie ?
   b) quel est le taux de distorsion harmonique total ?

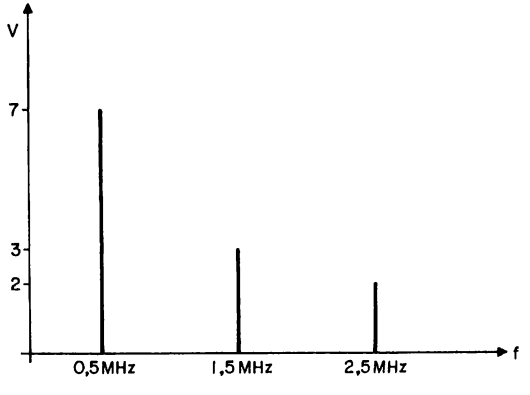


Fig. Q1.1

7. a) Un amplificateur linéaire reçoit deux signaux de fréquences différentes 1 et 100 kHz. Quelles fréquences comportera le spectre du signal de sortie de l'amplificateur ?

   b) Un amplificateur non linéaire à distorsion quadratique reçoit les deux signaux de fréquences 1 et 100 kHz. Quelles fréquences comportera le spectre du signal de sortie de l'amplificateur ?

8. Quel est le taux de sélectivité d'un amplificateur accordé dont la bande passante à −3 dB est 20 kHz et 90 kHz à −60 dB ?

9. Calculer le taux de réjection de la fréquence image à une fréquence de réception de 0,9 MHz sachant que le facteur de qualité du filtre situé à l'étage d'amplification RF est 80.

10. Quel doit être le facteur de qualité du filtre situé à l'étage d'amplification RF afin d'obtenir un taux de réjection de la fréquence image de 150 pour le réception d'une émission AM sur 900 kHz ? sur 20 MHz ?

11. Quel est le taux de réjection de la fréquence image à une fréquence de réception FM de 103 MHz sachant que le facteur de qualité du filtre situé à l'étage d'amplification RF est 200 ?

12. a) Quelles sont les fonctions de l'étage d'amplification FI ?

    b) Quel est l'avantage d'une fréquence intermédiaire standard ?

13. Un récepteur hétérodyne double AM a pour fréquences intermédiaires 2 MHz et 200 kHz. Sur quelles fréquences sont accordés les oscillateurs locaux lorsque le récepteur capte une émission à 50 MHz ?

14. Dessiner le schéma synoptique d'un émetteur-récepteur direct en utilisant le plus petit nombre d'unités et des commutateurs.

15. Reproduire le schéma synoptique d'un émetteur-récepteur hétérodyne simple et d'un récepteur hétérodyne double.

16. a) Comment peut-on améliorer la sélectivité d'un récepteur ?

    b) Dans quel cas la stabilité en fréquence est-elle de plus haute importance ?

    c) Pourquoi le dispositif "silencieux" est-il facultatif ?

17. Quelles sont les fonctions d'un circuit de CAG simple ? d'un circuit de CAG retardé ?

18. Décrire les fonctions des principales unités d'un récepteur.

QUESTIONNAIRE (II)

1. Un mélangeur est:

   a) un modulateur d'amplitude
   b) un oscillateur à fréquence variable
   c) un modulateur en fréquence
   d) un additionneur et un soustracteur de fréquences

2. L'avantage d'un récepteur hétérodyne par rapport à un récepteur direct réside en:

   a) la démodulation qui se fait sur des basses fréquences
   b) l'amplification FI qui améliore très fortement la sensibilité du récepteur
   c) l'élimination des fréquences indésirables par le mélangeur
   d) la double sélectivité des amplificateurs RF et FI

3. Les spectres des signaux d'entrée et de sortie de deux amplificateurs A et B sont représentés comme suit:

   a) il s'agit d'une distorsion harmonique dans les deux cas
   b) la distorsion due à l'amplification B est une distorsion harmonique
   c) la distorsion due à l'amplificateur B est une distorsion de fréquence
   d) la distorsion due à l'amplificateur A est une distorsion de fréquence

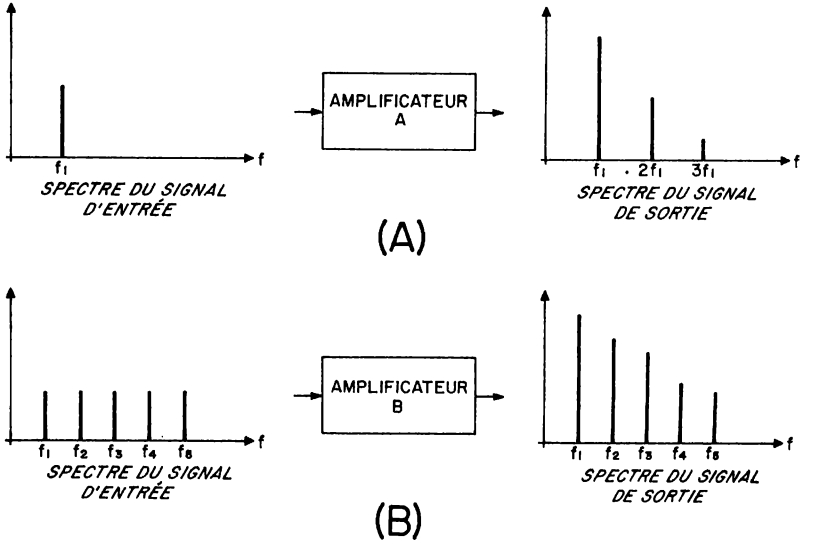


Fig. Q2.1

4. Relevez l'affirmation vraie:

a) la distorsion de fréquence se traduit par un changement de fréquence d'un signal
b) la distorsion de phase provoque un évanouissement de signal
c) la distorsion due à un élément non linéaire implique la création de fréquences harmoniques et de fréquences d'intermodulation
d) la distorsion en fréquence est identique à la distorsion harmonique

5. La fréquence image:

a) est créée dans le récepteur et ne contient aucune information modulée
b) est la fréquence de porteuse de la station émettant sur bande de fréquence adjacente à celle de la station captée
c) est partiellement bloquée par l'amplificateur RF lorsque celui-ci et l'amplificateur FI sont réglés par une même commande
d) est égale au double de la fréquence intermédiaire du récepteur

6. Relevez l'affirmation vraie:

a) une mauvaise sensibilité implique automatiquement une mauvaise sélectivité dans un récepteur
b) un bon rapport signal sur bruit implique automatiquement une excellente fidélité dans un récepteur
c) une bonne stabilité n'est possible que dans le cas d'un signal modulé occupant une bande de fréquence importante
d) le taux de réjection de la fréquence image dépend de la sélectivité du circuit d'amplification RF

7. Le rôle d'un amplificateur FI est:

a) d'améliorer la sensibilité et la sélectivité du récepteur
b) de créer la fréquence image
c) de pourvoir à un contrôle de fréquence automatique
d) de pourvoir à un contrôle de gain automatique

8. Le rôle d'un silencieux est:

a) d'écrêter les émissions FM non stéréophoniques
b) d'allumer ou d'éteindre un récepteur
c) de filtrer certaines fréquences audio
d) de bloquer les émissions de faible puissance avant leur arrivée à l'amplificateur audio

9. Un circuit CAG simple:

a) consiste en une boucle de réaction positive
b) remplace le contrôle de puissance audio manuel
c) stabilise l'amplification FI et RF du récepteur
d) contrôle le gain de l'amplificateur audio

10. Un circuit de CAG retardé:

a) ne corrige pas le gain des amplificateurs RF et FI pour les signaux reçus de très faible puissance
b) protège les signaux de faible amplitude d'une amplification excessive
c) augmente le gain des amplificateurs RF et FI pour les signaux reçus de très forte puissance
d) corrige la distorsion de phase du signal

QUESTIONNAIRE (III)

1. Quels sont les facteurs qui vont déterminer la portée d'un signal d'un émetteur à un récepteur ?

2. Reproduire les schémas synoptiques d'un émetteur-récepteur AM direct et d'un émetteur-récepteur AM hétérodyne.

3. Comparer les méthodes de génération de la modulation SSB.

4. Un récepteur hétérodyne SSB utilise des filtres à quartz suivis de multiplicateurs de fréquence de façon à créer des oscillations dont la fréquence est un multiple de 100 MHz dans l'oscillateur I, un multiple de 10 MHz dans l'oscillateur II, un multiple de 1 MHz dans l'oscillateur III et un multiple de 100 kHz dans l'oscillateur IV. Chacun de ces oscillateurs dispose d'un commutateur à 10 positions (numérotées de 0 à 9) correspondant à des multiples (0, 1, 2, ... 9) des fréquences de ces oscillateurs.

   a) Quelle est la bande de fréquence des amplificateurs FI_1, FI_2, FI_3 ?

   b) Illustrer, par des chiffres, la réception d'un signal SSB modulé sur 325,6 MHz.

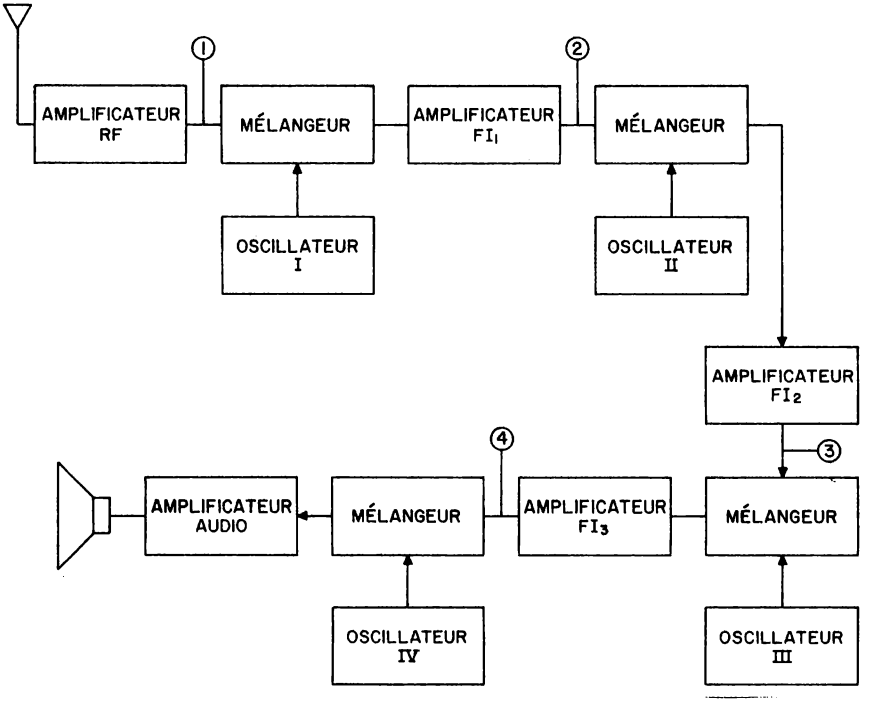


Fig. Q3.1

5. Le schéma Q3.2 est celui d'un récepteur hétérodyne double USB-TC. Trouver les bandes de fréquences couvertes par les amplificateurs et les filtres ainsi que les facteurs de multiplication de fréquence (supposer que l'on se contente d'une bande de fréquence audio de 4 kHz). f_{IF_1} = 2 MHz, f_{IF_2} = 200 kHz.

6. Expliquer, au moyen de formules trigonométriques, la technique de récupération de la porteuse à partir d'un signal DSB.

7. Le schéma Q3.3 est celui d'un émetteur-récepteur hétérodyne de type AM/USB/SSB. En supposant que le message audio consiste en une seule fréquence f_m, trouver les fréquences du signal aux points de vérification indiqués sur la figure, en fonction de f_m, f_{IF}, f_{LO} et f_c.

8. Quels sont les types de mdulateurs et de démodulateurs FM ?

9. Expliquer le principe de la modulation FM par variation de réactance.

10. Pourquoi un modulateur de type Armstrong reçoit-il l'intégrale du message modulant et non le message modulant ?

11. La figure Q3.4 représente un émetteur FM de type Armstrong. Trouver la fréquence de porteuse f_c et l'excursion de fréquence δ aux points de vérification (2), (3), (4) du schéma, sachant qu'au point de vérification (1), f_c = 200 kHz, δ = 20 Hz.

12. L'on dispose d'un modulateur Armstrong centré sur la fréquence de 1 MHz, et dont l'excursion de fréquence est 50 Hz. Quels doivent être les multiplicateurs de fréquence et la fréquence de l'oscillateur local pour obtenir un signal modulé sur 180 MHz et dont l'excursion de fréquence est 5 kHz ?

13. Reproduire les schémas synoptiques d'un émetteur-récepteur FM.

14. Est-il possible d'augmenter l'indice de modulation FM sans avoir à changer sa porteuse ?

15. Le schéma Q3.5 représente un modulateur FM stabilisé en fréquence au moyen d'un circuit CAF. Expliquer le fonctionnement de ce circuit.

16. Tracer le schéma synoptique d'un modulateur créant un groupe primaire et un groupe secondaire en téléphonie.

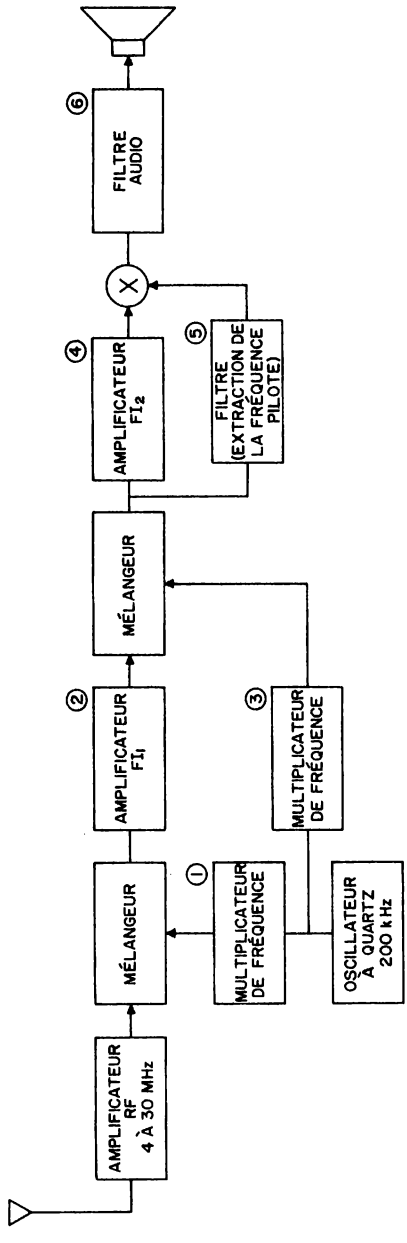

AMPLIFICATEUR RF 4 À 30 MHz
MÉLANGEUR
① MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCE
OSCILLATEUR À QUARTZ 200 kHz
② AMPLIFICATEUR FI1
③ MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCE
MÉLANGEUR
④ AMPLIFICATEUR FI2
⑤ FILTRE (EXTRACTION DE LA FRÉQUENCE PILOTE)
⑥ FILTRE AUDIO

Fig. 03.2

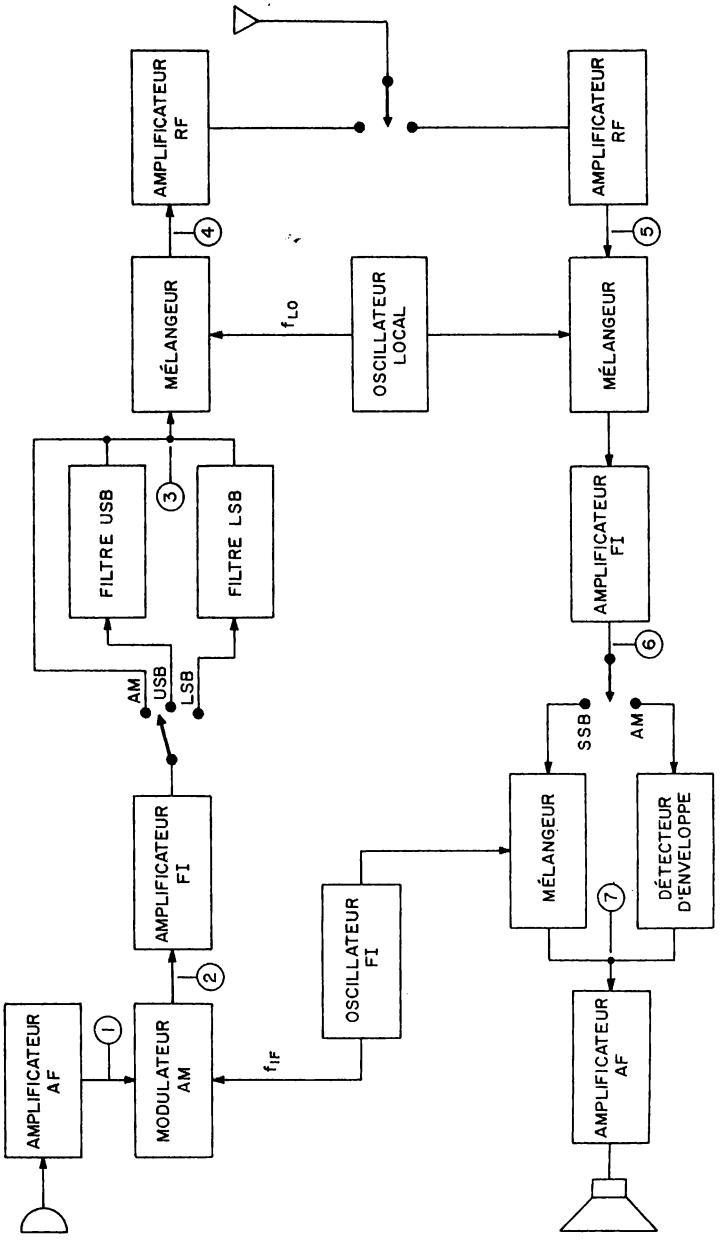

AMPLIFICATEUR AF
MODULATEUR AM
AMPLIFICATEUR FI
FILTRE USB
FILTRE LSB
AM
USB
LSB
MÉLANGEUR
AMPLIFICATEUR RF
OSCILLATEUR FI
OSCILLATEUR LOCAL
f_{IF}
f_{LO}
MÉLANGEUR
AMPLIFICATEUR RF
AMPLIFICATEUR FI
SSB
AM
MÉLANGEUR
DÉTECTEUR D'ENVELOPPE
AMPLIFICATEUR AF
1
2
3
4
5
6
7

Fig. Q3.3

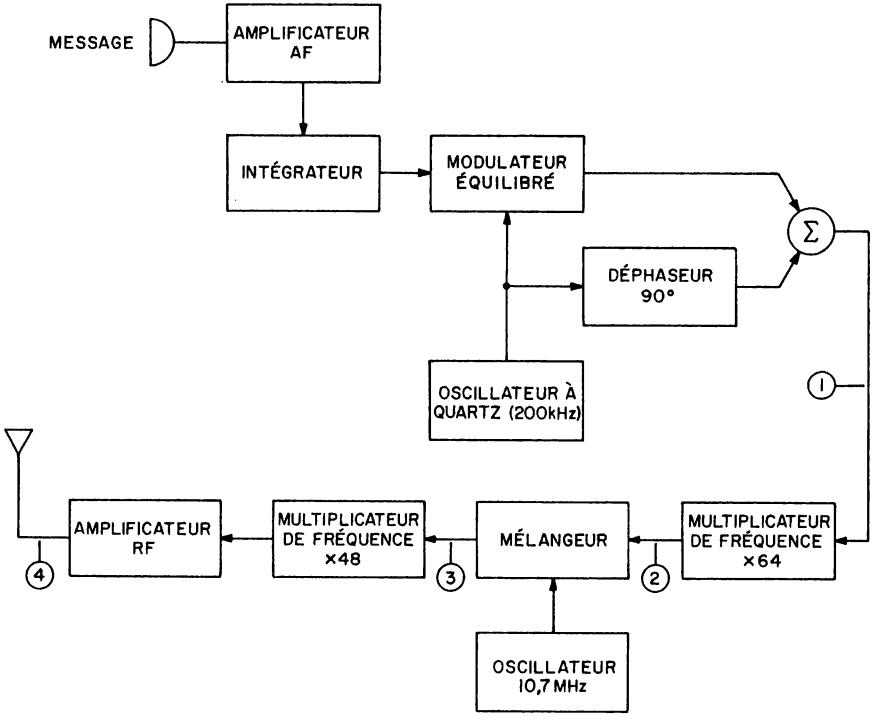


Fig. Q3.4

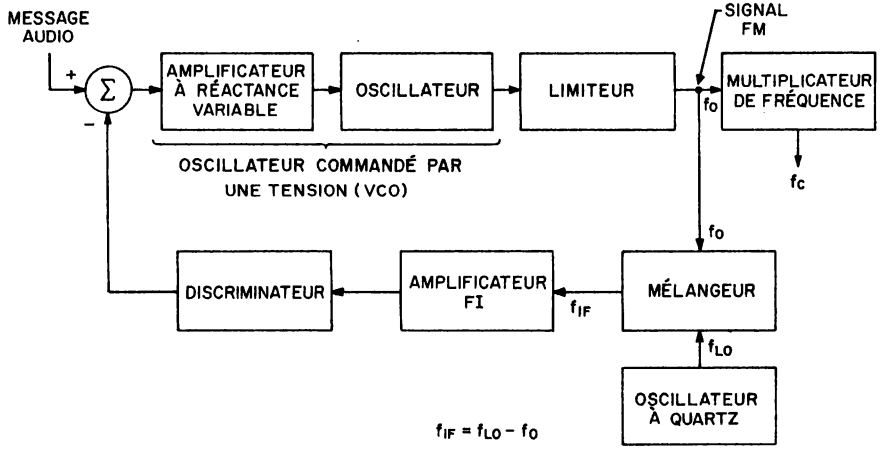


Fig. Q3.5

17. Quelles unités peuvent être communes dans un récepteur AM/FM ?

18. a) Pourquoi transmet-on une fréquence pilote de 19 kHz et non pas 38 kHz dans la modulation FM stéréophonique ?

    b) Peut-on aisément transformer un récepteur FM monophonique en un récepteur FM stéréophonique ?

QUESTIONNAIRE (IV)

1. Le démodulateur de produit (par la fréquence de porteuse) ne permet pas de détecter un signal:

   a) AM
   b) FM
   c) SSB
   d) DSB

2. Lequel des signaux suivants ne peut être démodulé au moyen d'un détecteur d'enveloppe ?

   a) AM
   b) DSB-TC
   c) VSB
   d) DSB-SC

3. Un modulateur équilibré produit un signal:

   a) SSB-TC
   b) SSB
   c) VSB
   d) DSB

4. Un discriminateur:

   a) convertit un signal FM en signal AM
   b) convertit un signal AM en signal FM
   c) est un démodulateur FM
   d) convertit un signal FM en signal PM

5. Les multiplicateurs de fréquences sont utilisés en FM:

   a) parce que les fréquence d'émission FM sont plus basses qu'en AM
   b) parce que les oscillateurs à cristaux utilisés ne sont pas onéreux
   c) parce que l'on dispose d'excellents modulateurs FM en basse fréquence
   d) pour permettre l'émission sur des fréquences multiples de celles de l'oscillateur local

6. Un signal FM dont l'excursion de fréquence est δ passe par un doubleur de fréquence. La nouvelle excursion de fréquence est:

   a) 2δ
   b) δ
   c) $\delta/2$
   d) 4δ

7. Un signal FM dont l'indice de modulation est m_f passe par un mélangeur à distorsion quadratique. Le nouvel indice de modulation est:

   a) $2\ m_f$
   b) $\frac{m_f}{2}$
   c) m_f
   d) m_f^2

8. Lequel des démodulateurs suivants n'est pas accompagné d'un détecteur d'enveloppe ?

   a) le discriminateur de Travis
   b) le discriminateur de Foster-Seeley
   c) le discriminateur de rapport
   d) la boucle de phase asservie

9. Un modulateur FM peut être construit à partir:

   a) d'une unité de dérivation suivant un modulateur PM
   b) d'une unité de dérivation précédant un modulateur PM
   c) d'un intégrateur placé à la suite d'un modulateur PM
   d) d'un intégrateur précédant un modulateur PM

10. Relever l'affirmation fausse:

    a) un récepteur FM monophonique peut capter une émission FM stéréophonique
    b) un récepteur FM stéréophonique peut capter une émission FM monophonique
    c) un récepteur FM monophonique peut capter et reproduire une émission FM stéréophonique à condition de disposer de deux voies d'amplificateurs audio
    d) la bande de fréquence d'un signal FM stéréophonique est supérieure à celle d'un signal FM monophonique (émissions publiques)

RÉPONSES AU QUESTIONNAIRE (I)

1. D'après la relation (1-3): $A_p = 20 \times 50 = 1000$.

2. D'après la relation (1-4): $A_v = 20 \times 10 \times 15 = 3000$.

3. Voir tableau 1.

4. Appliquons la relation (1-5), nous obtenons:

   pour $f_c = 560$ kHz $\qquad f_{LO} = 1015$ kHz

   pour $f_c = 1600$ kHz $\qquad f_{LO} = 2055$ kHz

5. a) En supposant une bande de fréquence de 10 kHz la plus grande fréquence de porteuse AM est 1600 kHz et la plus petite 545 kHz.

   Les fréquences maximale et minimale de l'oscillateur local seront:

$$f_{LO}\ \text{max} = 1600\ \text{kHz} + 455\ \text{kHz} = 2055\ \text{kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{min}}}$$

$$f_{LO}\ \text{min} = 545\ \text{kHz} + 455\ \text{kHz} = 1000\ \text{kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{max}}}$$

D'où $\quad \dfrac{f_{LO}\ \text{max}}{f_{LO}\ \text{min}} = \sqrt{\dfrac{C_{max}}{C_{min}}}$ et $\dfrac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\dfrac{f_{LO}\ \text{max}}{f_{LO}\ \text{min}}\right)^2$

soit $\quad \dfrac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\dfrac{2{,}055 \times 10^6}{1 \times 10^6}\right)^2 = 4{,}22$

   b) Au cas où l'on aurait choisi $f_{LO} = f_c - f_{IF}$, nous aurions obtenu de façon similaire:

$$f_{LO}\ \text{max} = 1600\ \text{kHz} - 455\ \text{kHz} = 1145\ \text{kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{min}}}$$

$$f_{LO}\ \text{min} = 545\ \text{kHz} - 455\ \text{kHz} = 90\ \text{kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{max}}}$$

$$\text{d'où:} \quad \frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{f_{LO\ max}}{f_{LO\ min}}\right)^2 = \left(\frac{1145 \times 10^3}{90 \times 10^3}\right)^2 = 161{,}3$$

L'avantage de la convention précédente ($f_{LO} = f_c + f_{IF}$) est donc évident.

6. a) La puissance moyenne globale du signal de sortie est égale à la somme des puissances moyennes de chacun des signaux de fréquences différentes. Les amplitudes des composantes spectrales étant 7, 3 et 2 V, les valeurs efficaces correspondantes sont:

$$\frac{7}{\sqrt{2}}\text{V}, \frac{3}{\sqrt{2}}\text{V}, \frac{2}{\sqrt{2}}\text{V}$$

La puissance totale dissipée sur une charge R est telle que:

$$P_t = \frac{V_t^2}{R} = \left(\frac{7}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R} + \left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R} + \left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R}$$

D'où $V_t^2 = 31$ ou $V_t = 5{,}56$ V.

L'amplitude du signal sera: $V_t \times \sqrt{2} = 7{,}87$ V.

b) Le taux de distorsion par harmonique 3 et par harmonique 5 sont respectivement:

$$\frac{3}{7} \times 100\% = 42{,}8\% ; \quad \frac{2}{7} \times 100\% = 28{,}5\%$$

Le taux de distorsion harmonique total sera, d'après la relation (2-2):

$$\sqrt{(42{,}8)^2 + (28{,}5)^2} = 51{,}5\%$$

7. a) 1 kHz et 100 kHz.

b) I kHz, 2 kHz, 99 kHz, 100 kHz, 101 kHz et 200 kHz.

8. En utilisant la définition (2-3), le taux de sélectivité est:

$$\frac{20 \times 10^3}{90 \times 10^3} \times 100 = 22{,}2\%$$

9. Appliquons les relations (2-4), (2-5) et (2-6):

$$f_i = 900 \times 10^3 + 2 \times 455 \times 10^3 = 1810 \text{ kHz}$$

$$\rho = \frac{1810 \times 10^3}{900 \times 10^3} - \frac{900 \times 10^3}{1810 \times 10^3} = 1{,}51$$

$$\alpha = \sqrt{1 + (80)^2 \times (1{,}51)^2} = 121{,}1 \quad \text{soit} \quad 41{,}6 \text{ dB}$$

10. a) Pour une fréquence de porteuse $f_c = 900$ kHz, la fréquence image est $f_i = 1810$ kHz.

D'après les relations (2-5) et (2-6):

$$\rho = \frac{1810 \times 10^3}{900 \times 10^3} - \frac{900 \times 10^3}{1810 \times 10^3} = 1{,}51$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha^2 - 1}{\rho^2}} = \sqrt{\frac{150^2 - 1}{1{,}51^2}} = 99{,}3$$

b) pour $f_c = 20$ MHz, $f_i = 20{,}910$ MHz et, de même:

$$\rho = 0{,}089 \, , \quad Q = 1685{,}3$$

11. Comme précédemment:

$$f_i = 103 + 2 \times 10{,}7 = 124{,}4 \text{ MHz}$$

$$\rho = 0{,}38 \quad \text{et} \quad \alpha = 75{,}9 \text{ soit } 37{,}6 \text{ dB}$$

12. a) Une très haute amplification étant donné que l'amplificateur FI est un amplificateur à bande étroite, et par suite une meilleure sensibilité.

b) La possibilité d'utiliser des circuits standards pour l'amplification FI et pour la démodulation.

13. Le premier oscillateur local est ajusté à la fréquence 52 MHz et le second est ajusté à la fréquence 2,2 MHz.

14. Voir figure R1.1.

15. Voir figure 1.16 pour le schéma synoptique d'un émetteur-récepteur hétérodyne simple. La figure R1.2 représente le schéma synoptique d'un récepteur hétérodyne double.

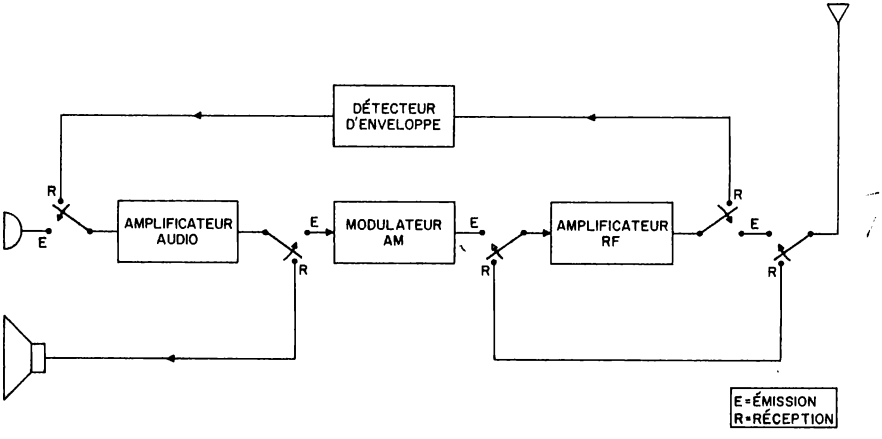


Fig. R1.1

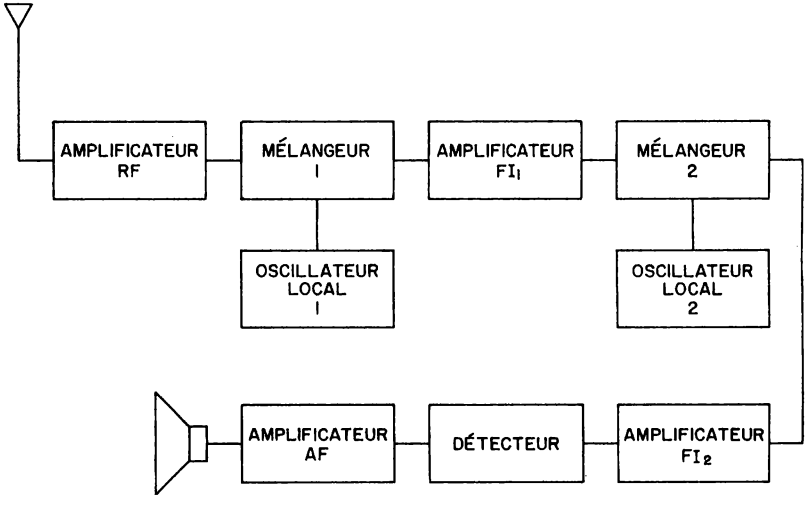


Fig. R1.2

16. En choisissant des filtres de haut facteur de qualité ou des filtres à cristal.

    La stabilité en fréquence est primordiale pour les émissions à bande de fréquence étroite, telles les émissions SSB.

    Le dispositif silencieux est facultatif car sa mise en action élimine la réception de stations émettrices lointaines captées faiblement et qui peuvent éventuellement présenter un certain intérêt chez l'auditeur.

17. Le rôle d'un circuit CAG simple est de stabiliser l'amplification RF et FI de façon à pourvoir l'entrée du détecteur avec un niveau de puissance convenable et ce, sur une gamme importante de puissances captées à l'antenne du récepteur.

    Le circuit CAG retardé a la même fonction qu'un circuit CAG simple sinon qu'il entre en action à partir d'un certain niveau de puissance du signal d'entrée.

18. Voir chapitre 3.3 "Récapitulation des fonctions essentielles d'un récepteur."

RÉPONSES AU QUESTIONNAIRE (II)

1d 2b 3c 4c 5c 6d 7a 8d 9c 10a

RÉPONSES AU QUESTIONNAIRE (III)

1. La puissance de l'émetteur, la fréquence de porteuse, le type de modulation (rapport à l'immunité contre les bruits), la hauteur d'antenne et les gains de puissance des antennes d'émission et de réception, le choix des lignes de transmission, la nature du terrain et la sensibilité du récepteur.

2. Voir schémas 3.1, 3.2, 3.3, ou encore Q3.3.

3. — La méthode consistant à filtrer un signal AM a l'inconvénient de laisser passer une portion d'énergie de la porteuse et d'atténuer certaines basses fréquences.

   — En filtrant un signal DSB, nous n'avons que le second inconvénient de la méthode précédente, à savoir l'atténuation des basses fréquences du message audio.

   — En utilisant des déphaseurs, nous n'avons plus besoin de filtres et la sélectivité en est grandement améliorée.

   — Cependant, la méthode de Weaver est la meilleure car elle nécessite un déphaseur pour une fréquence précise et non pour toute une gamme de fréquences.

4. a) Pour l'amplificateur FI_1 : les fréquences allant de 10 à 100 MHz.

   Pour l'amplificateur FI_2 : les fréquences allant de 1 à 10 MHz.

   Pour l'amplificateur FI_3 : les fréquences allant de 100 kHz à 1 MHz.

   b) Pour capter l'émission émise sur 325,6 MHz, il faut placer les commandes des oscillateurs locaux I, II, III, IV aux chiffres 3, 2, 5, 6. Ainsi, aux points de vérification 1, 2, 3 et 4 de la figure se trouveront des signaux SSB modulés sur les fréquences:

   1: 325,6 MHz

   2: 25,6 MHz

   3: 5,6 MHz

   4: 0,6 MHz

   REMARQUE: Les fréquences de porteuse ne peuvent être que des fréquences multiples de 0,1 MHz. On peut augmenter le nombre de canaux par 10 en ajoutant un autre étage hétérodyne IV de sorte que l'oscillateur V fournisse des fréquences multiples de 10 kHz et que la bande de fréquence de l'amplificateur FI_4 couvre alors les fréquences s'étalant entre 10 kHz et 100 kHz.

5. (1) Pour obtenir une fréquence f_{IF_1} de 2 MHz, le multiplicateur de fréquence devra effectuer la multiplication par un facteur allant de:

$$\frac{4 \times 10^6 + 2 \times 10^6}{0{,}2 \times 10^6} \text{ à } \frac{30 \times 10^6 + 2 \times 10^6}{0{,}2 \times 10^6}$$

soit $\frac{160}{30} = 5{,}33$

(2) L'amplificateur FI_1 devra amplifier les fréquences allant de 2 MHz à 2,004 MHz.

(3) Pour obtenir une fréquence FI_2 de 200 kHz, le facteur de multiplication de fréquence sera:

$$\frac{2 \times 10^6 + 0{,}2 \times 10^6}{0{,}2 \times 10^6}$$

soit 11.

(4) La bande de fréquence à amplifier dans l'amplificateur FI_2 s'étage entre 200 kHz et 204 kHz.

(5) Filtre passe-bande centré à la fréquence 200 kHz.

(6) Filtre audio (0 − 4 kHz).

6. Un signal DSB est proportionnel au produit $f_m(t) \cos \omega_c t$; à la sortie de l'unité à distorsion quadratique, nous obtiendrons, entre autres:

$$f_m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{f_m^2(t)}{2} \left[1 + \cos 2 \omega_c t\right]$$

$f_m(t)$ est un signal de basse fréquence et le facteur positif $f_m^2(t)$ n'affecte pas la composante principale à la pulsation $2 \omega_c$, laquelle peut être isolée au moyen d'un filtre approximativement centré sur $2 \omega_c$. Un diviseur de fréquence permet de retrouver le signal de porteuse exact.

7. Nous aurons, en utilisant la relation $f_{LO} = f_c + f_{IF}$:

Point de vérification	USB	VSB	AM
1	f_m	f_m	f_m
2	$f_{IF} - f_m, f_{IF}, f_{IF} + f_m$	$f_{IF} - f_m, f_{IF}, f_{IF} + f_m$	$f_{IF} - f_m, f_{IF}, f_{IF} + f_m$
3	$f_{IF} + f_m$	$f_{IF} - f_m$	$f_{IF} - f_m, f_{IF}, f_{IF} + f_m$
4	$f_c + f_m$	$f_c - f_m$	$f_c - f_m, f_c, f_c + f_m$
5	$f_c + f_m$	$f_c - f_m$	$f_c - f_m, f_c, f_c + f_m$
6	$f_{IF} + f_m$	$f_{IF} - f_m$	$f_{IF} - f_m, f_{IF}, f_{IF} + f_m$
7	f_m	f_m	f_m

8. Modulateurs à réactance variable ou intégrateur suivi d'un modulateur de phase (modulateur Armstrong).

   Démodulateur utilisant: discriminateur de phase (Foster Seeley), discriminateur de rapport, dérivateurs, dérivateurs avec une ligne de retard, dérivateurs et multiplicateurs, démodulateurs PM, compteurs de cycles, démodulation par compression de fréquence (FMFB) et démodulation par boucle de phase asservie (PLL).

9. Un des éléments réactifs du circuit oscillant (L ou C) varie en fonction du message modulant, ce qui a pour effet de faire varier la fréquence d'oscillation $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ de l'oscillateur.

10. Parce que le modulateur Armstrong est fondamentalement un modulateur de phase. Lorsque ce dernier est précédé d'un intégrateur, l'ensemble constitue un modulateur de fréquence.

11. Au point 2: $f_c = 64 \times 200 \times 10^3 = 12{,}8$ MHz

    $\delta = 64 \times 20 = 1{,}28$ kHz

    Au point 3: $f_c = 12{,}8$ MHz $- 10{,}7$ MHz $= 2{,}1$ MHz

    $\delta = 1{,}28$ kHz

Au point 4: $f_c = 48 \times 2{,}1 \times 10^6 = 100{,}8$ MHz

$\delta = 48 \times 1{,}28 \times 10^3 = 61{,}44$ kHz

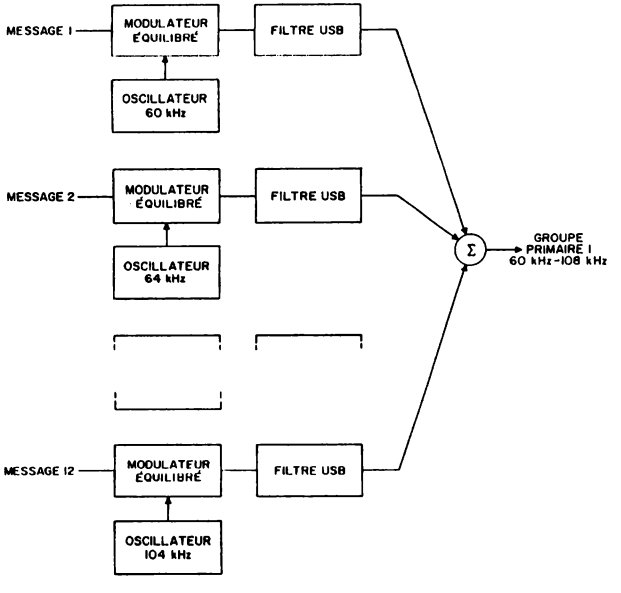
12. Pour obtenir l'excursion de fréquence désirée, il faudrait utiliser un multiplicateur de fréquence par 5000/50 = 100. L'on peut, par exemple, utiliser un multiplicateur de fréquence par 5 avant l'unité de mélangeur, un oscillateur local dont la fréquence est 14 MHz et un second multiplicateur de fréquence par 20 à la suite du mélangeur.

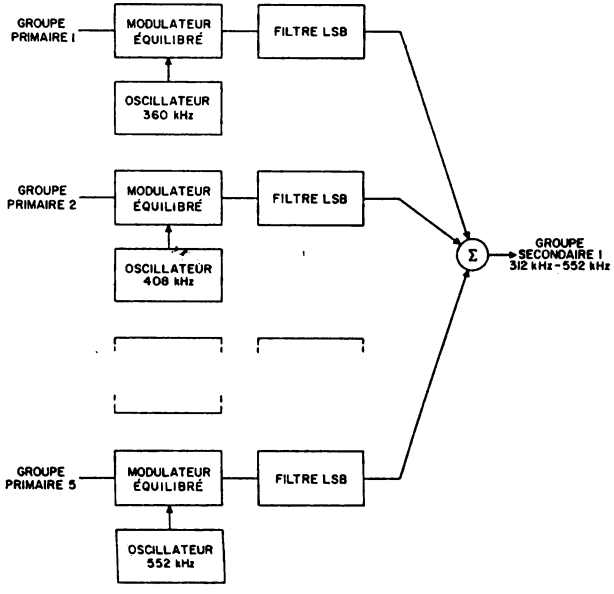
13. Voir figures 3.19 et 3.27.

14. Oui. L'on peut par exemple utiliser un multiplicateur de fréquence par 10 puis un mélangeur recevant de la part d'un oscillateur local une fréquence 9 fois supérieure à celle de la porteuse du signal FM originel.

15. Supposons qu'en raison d'une mauvaise stabilité en fréquence la fréquence centrale de l'oscillateur f_o augmente, la fréquence f_{LO} reste fixe étant donné qu'elle est fournie par un oscillateur d'excellente stabilité. Aussi la fréquence f_{IF} croît-elle et la sortie du discriminateur sera une tension positive qui aura pour effet de baisser le niveau de tension continue de l'oscillateur et en abaissera donc la fréquence d'oscillation. Un raisonnement identique mène à la conclusion qu'une réduction de fréquence d'oscillation est corrigée automatiquement.

16.





17. Seulement l'amplificateur audio et, bien sûr, l'alimentation électrique. Cependant, certains amplificateurs FI possèdent deux circuits oscillants; l'un à 10,7 MHz, l'autre à 455 kHz, et chacun d'eux est connecté aux détecteurs respectifs.

18. a) Il est plus aisé d'extraire la fréquence pilote de très faible amplitude à 19 kHz étant donné que le domaine des fréquences allant de 15 kHz à 23 kHz est inoccupé. L'émission d'une fréquence pilote à 38 kHz requerrait une plus grande énergie afin de mieux discerner cette fréquence au sein du signal modulé en DSB sur 38 kHz.

b) Il faudrait changer la partie de l'unité de démodulation se situant immédiatement après le discriminateur et utiliser un amplificateur audio stéréophonique (ou deux amplificateurs monophoniques).

La conversion n'est toutefois possible que si l'amplificateur FI a une bande de fréquence de 250 kHz et non 200 kHz s'il s'agit d'une émission FM stéréo commerciale.

RÉPONSES AU QUESTIONNAIRE (IV)

1b 2d 3d 4a 5c 6a 7c 8d 9d 10c

LEXIQUE

additionneur	adder
amplificateur accordé	tuned amplifier
contrôle automatique de gain (CAG)	automatic gain control (AGC)
	automatic volume control
contrôle de fréquence automatique (CAF)	automatic frequency control (AFC)
démodulateur ou détecteur	demodulator
distorsion de fréquence	frequency distortion
distorsion de phase	phase distortion
distorsion d'intermodulation	intermodulation distortion
distorsion harmonique	harmonic distortion
fidélité	fidelily
filtre	filter
fréquence image	image frequency
fréquence intermédiaire (FI)	intermediate frequency (IF)
indicateur	indicator
limiteur	impulse noise limitor
mélangeur	mixer
modulateur	modulator
multiplicateur	multiplier
oscillateur	oscillator
oscillateur local	local oscillator
récepteur hétérodyne	heterodyne receiver
sélectivité	selectivity
sensibilité	sensitivity
stabilité	stability
silencieux	muting
	squelch
taux de réjection de la fréquence image	image frequency rejection

Imprimerie GAUTHIER-VILLARS, 70, rue de Saint-Mandé, 93100 MONTREUIL
198022 — Dépôt légal, Imprimeur, 1981, n° 2432
Dépôt légal : 3e trimestre 1981 *Imprimé en France*

Chez le même éditeur :

Collection dunod PRATIGUIDE électronique

Apprivoiser les composants, B. Woollard
Les connaître pour les utiliser

Auto montages, G. Bishop
Équiper, améliorer sa voiture

Conquérir la logique, B. Woollard
Des circuits intégrés à l'ordinateur

Construire ses premiers kits, Y. Dang et J.-C. Fantou
Des gadgets pour s'initier à l'électronique

Pour tester et mesurer, T. Dixon
Comment réaliser ses équipements

Randonnée électronique, J. Watson
Des montages pour les loisirs

Réussir ses circuits imprimés, J. Goldberg
et simplifier ses montages